

(51) Int Cl.⁷: H04B 1/707

(22) Date de dépôt: 23.03.2000

(72) Inventeurs:

- **Du Reau, Philippe**
92220 Bagneux (FR)
- **Duponteil, Daniel**
92170 Vanves (FR)
- **Yuan-Wu, Julie**
78000 Versailles (FR)

(71) Demandeur: **FRANCE TELECOM**
75015 Paris (FR)

**(74) Mandataire: Des Termes, Monique et al
c/o Société de Protection des Inventions
3, rue du Docteur Lancereaux
75008 Paris (FR)**

(57) Selon l'invention, on définit une fenêtre glissante de largeur N_e fois la période d'échantillonnage (T_e) ; pour chaque fenêtre glissante, on calcule la somme des puissances élémentaires des échantillons de corrélation situés dans cette fenêtre ; on détermine la fenêtre

pour laquelle la somme des puissances est maximale, la synchronisation étant alors définie par la position de la fenêtre synchronisée sur la fenêtre dont la somme des puissances est maximale, et par le rang de chaque échantillon de corrélation à l'intérieur de cette fenêtre.

Application aux communications numériques.

The diagram illustrates a digital signal processing system for a three-channel receiver, organized into three main functional blocks: DETECTION, SYNCHRONISATION, and a central processing section.

- DETECTION (Top Section):** This section contains blocks 51, 52, 53, and 54. It receives an input signal $r(t)$ and produces outputs 50A and 50B. Block 51 is connected to 53 via signal 51A. Block 53 is connected to 52 via signal $y(m)$ and to 54 via signal $z(m)$. Block 52 is connected to 54 via signal 52A. Block 54 is connected to 50A and 50B.
- SYNCHRONISATION (Bottom Section):** This section contains blocks 71, 72, 73, and 74. It receives He and Hs signals and produces outputs 70A and 70B. Block 71 is connected to 72 via signal 71A. Block 72 is connected to 73 via signal 72A. Block 73 is connected to 74 via signal 73A. Block 74 is connected to 70A and 70B.
- Central Processing Section (Middle):** This section contains blocks 51A, 52A, 53A, and 54A. These blocks are interconnected with the other sections. Block 51A is connected to 51 and 53. Block 52A is connected to 52 and 54. Block 53A is connected to 53 and 54. Block 54A is connected to 54 and 50A. Block 51A is also connected to 71A. Block 52A is connected to 72A. Block 53A is connected to 73A. Block 54A is connected to 73B.

Description

Domaine technique

5 [0001] La présente invention a pour objet un procédé de synchronisation de rythme d'un signal numérique. Elle trouve une application dans les systèmes de transmission radioélectrique, et plus particulièrement dans les systèmes à Accès Multiple à Répartition par les Codes (AMRC en abrégé ou "CDMA" en anglais pour "Code Distribution Multiple Access").

10 Etat de la technique antérieure

[0002] Les principes d'une communication numérique et le lien existant entre signaux en bande de base et signaux sur fréquence porteuse sont connus et décrits, par exemple, dans l'ouvrage de John G. PROAKIS intitulé "Digital Communications", McGraw Hill International Editions.

15 [0003] Le schéma de principe d'une chaîne de transmission numérique radioélectrique est donné en figure 1.

[0004] Dans la chaîne d'émission E, un signal numérique d'origine 10A, que l'on veut transmettre, subit un prétraitement dans un circuit 10. Ce prétraitement peut comporter diverses opérations d'embrouillage, d'entrelacement ou de codage, dont il ne sera pas question dans la suite de la description. Le circuit 10 délivre une séquence 10B de symboles numériques, notés $a(k)$, où k désigne le rang du symbole. Le symbole $a(k)$ est en général un nombre complexe, représenté par un couple de valeurs réelles. La fréquence des symboles $a(k)$ est notée H_s et la période correspondante est notée T_s , avec $T_s = 1/H_s$.

[0005] A partir de la séquence $a(k)$, un dispositif de mise en forme 20 élabore le signal analogique en bande de base 20A à émettre, noté $b(t)$, où t désigne la variable de temps. Le signal $b(t)$ est un signal complexe, représenté par deux signaux réels en quadrature $b_I(t)$ et $b_Q(t)$. Le signal en bande de base 20A est transposé sur une fréquence porteuse par un émetteur radio 30. Cet émetteur comporte différents dispositifs : modulateur, transpositions de fréquence, filtres, oscillateurs locaux, amplificateurs, antenne, dont il ne sera pas question dans la suite. Il est seulement supposé que l'émetteur réalise une opération mathématique linéaire vis-à-vis du signal en bande de base. Le signal radioélectrique émis 30A se propage jusqu'au récepteur tout en subissant différentes sortes de dégradations.

[0006] Dans la chaîne de réception R, le signal radioélectrique reçu 40A est d'abord traité par un récepteur radio 40. Ce récepteur comporte différents dispositifs : antenne, moyens de transposition de fréquence, filtres, oscillateurs locaux, amplificateurs, dont il ne sera pas question dans la suite. Le récepteur 40 délivre un signal analogique en bande de base 40B, noté $r(t)$. Le signal $r(t)$ est un signal complexe, représenté par deux signaux réels en quadrature $r_I(t)$ et $r_Q(t)$. A partir du signal $r(t)$, un dispositif de détection 50 élabore une suite de symboles ou d'échantillons numériques 50A. La suite des échantillons détectés 50A constitue une image plus ou moins fidèle de la séquence des symboles $a(k)$. Les échantillons détectés 50A subissent un post-traitement dans un circuit 60. Ce post-traitement comporte diverses opérations correspondant aux opérations de prétraitement 10 de la chaîne d'émission E et délivre le signal restitué 60A.

[0007] L'élaboration de la suite des échantillons détectés 50A suppose connues exactement la valeur de la période T_s du rythme de la séquence $a(k)$ et sa phase relativement au signal en bande de base $r(t)$. Un dispositif de synchronisation 70, grâce aux signaux 50B qu'il échange avec le dispositif de détection 50, estime le rythme des signaux reçus et communique le résultat de cette estimation au dispositif de détection. Certains procédés de détection, dits de démodulation cohérente, requièrent également la connaissance de la phase de la fréquence porteuse des signaux radioélectriques reçus. Cette connaissance n'est pas envisagée ici, la démodulation pouvant être aussi bien cohérente que non cohérente. On suppose seulement que la fréquence de battement entre la fréquence porteuse utilisée dans le récepteur et la fréquence porteuse réelle est faible devant le rythme H_s des symboles $a(k)$.

[0008] Le découpage fonctionnel qui vient d'être fait présente un certain arbitraire, et certaines opérations peuvent être imbriquées. On suppose toutefois la présence effective du signal en bande de base reçu 40B ou d'une représentation équivalente de ce signal sous forme d'échantillons numériques.

[0009] La présente invention porte essentiellement sur l'opération de synchronisation mise en oeuvre dans la chaîne de réception.

[0010] La synchronisation est liée à la mise en forme du signal en bande de base à émettre $b(t)$ et aux conditions de détection correspondantes. On suppose ici que la mise en forme correspond à l'opération mathématique linéaire :

$$b(t) = \sum_k a(k) \cdot h(t - kT_s)$$

où

$$\sum_k$$

représente une sommation sur tous les symboles $a(k)$ et où $h(t)$ désigne une fonction réelle ou complexe du temps t .
[0011] Un cas important est celui de l'étalement à séquence directe où

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha(n) \cdot g(t - nT_c) .$$

[0012] Dans cette expression, $\alpha(n)$ est une famille de nombres réels ou complexes préalablement définie et indépendante de la valeur des symboles $a(k)$ qu'on veut transmettre. Les nombres $\alpha(n)$ sont appelés "chips" selon une terminologie largement utilisée dans cette technique. A chaque rang k sont associés N chips successifs $\alpha(n)$ numérotés de $n=0$ à $n=N-1$. Les chips sont délivrés avec une période $T_c = T_s/N$ et le rythme correspondant est noté H_c . Le nombre N de chips par symbole est appelé facteur d'étalement. La fonction $g(t)$ est une fonction réelle ou complexe indépendante du rang k et du numéro n . Elle est appelée "fonction de mise en forme" du chip. Les systèmes de transmission AMRC à étalement par séquence directe attribuent à chaque utilisateur une famille de chips $\alpha(n)$ particulière, les différentes familles de chips étant choisies de façon à réduire le brouillage entre utilisateurs.

[0013] Bien que l'invention ne porte pas directement sur la détection proprement dite, il est nécessaire de la prendre en compte. Dans le cas d'un canal de transmission qui ne déforme pas le signal mais lui superpose seulement un signal perturbateur indépendant appelé bruit blanc gaussien, la détection optimale est obtenue par la méthode du filtrage adapté ou une méthode équivalente. Cette méthode consiste à appliquer le signal en bande de base reçu $r(t)$ à un filtre de fonction de transfert $h^*(-t)$ pour obtenir un signal $s(t)$:

$$s(t) = h^*(-t) * r(t)$$

où le signe $*$ représente l'opération de conjugaison complexe lorsqu'il est placé en exposant, ou l'opération de convolution lorsqu'il est placé à mi-hauteur. En toute rigueur, le filtrage adapté est effectué à l'aide d'un filtre de fonction de transfert $h^*(T_r - t)$, où T_r est un retard fixe choisi de façon que la fonction $h^*(T_r - t)$ soit causale par rapport à la variable t . Ce retard correspond au temps nécessaire à l'aboutissement du calcul de $s(t)$ à partir de $r(t)$ pour un instant t donné, mais ne joue aucun rôle dans les explications qui suivent. Pour des raisons de simplicité, il est supposé nul dans la suite. Les valeurs du signal $s(t)$ à des instants convenablement choisis constituent la suite des échantillons détectés 50A ou permettront, à l'aide d'opérations supplémentaires, d'élaborer cette suite.

[0014] Dans le cas de l'étalement à séquence directe, le filtrage adapté se décompose en un filtrage adapté à la forme du chip :

$$S_c(t) = g^*(-t) * r(t)$$

et en un filtrage adapté à la séquence de chips :

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^*(n) \cdot s_c(t + nT_c)$$

où la fonction $s_c(t)$ est utilisée comme intermédiaire de calcul. Le filtrage adapté à la séquence de chips est appelé désétalement.

[0015] Il existe de nombreux procédés de récupération du rythme à partir du signal de sortie en bande de base du filtre adapté. Certains font appel à une approche globale où phase de la fréquence porteuse, phase du rythme et symboles, sont estimés conjointement. Du point de vue pratique, il est souvent plus simple d'estimer séparément la

phase du rythme. De façon générale, la récupération de rythme nécessite une dérivation par rapport au temps du signal de sortie en bande de base du filtre adapté, afin de mettre en évidence les transitions du signal. Parmi les procédés possibles, certains joignent un différentiateur et une boucle à verrouillage de phase, d'autres réalisent une opération non linéaire suivie d'un filtrage et d'un détecteur de passage à zéro du signal, d'autres multiplient le signal avec lui-même retardé.

[0016] Dans la réalité, le signal radioélectrique se propage souvent de manière complexe entre l'émetteur et le récepteur en suivant plusieurs trajets différents. Il en est ainsi du canal radiomobile terrestre. Le signal reçu se présente au récepteur à des instants décalés. La détection optimale doit tenir compte de la réponse impulsionnelle du canal. Du point de vue mathématique, le filtrage adapté à la réponse impulsionnelle du canal réalise une recombinaison de tous les trajets existants. Cette opération est partiellement réalisée dans les récepteurs classiques en râteau (dits "rake receiver"), qui combinent un nombre limité de trajets. Le nombre de dispositifs de récupération de rythme élémentaire est aussi élevé que le nombre de trajets de propagation traités.

[0017] Le but de l'invention est de mettre en oeuvre un procédé commun de récupération de rythme capable de faire face à un nombre très élevé de trajets.

Description de l'invention

[0018] Dans le cas d'une transmission idéale sans bruit, le signal reçu en bande de base $r(t)$ est lié au signal en bande de base à émettre $b(t)$ par une expression de la forme :

$$r(t) = A \cdot \exp(j\varphi) \cdot b(t - \tau)$$

où j désigne la partie imaginaire d'un nombre complexe ($j^2 = -1$) et \exp la fonction exponentielle, A et φ représentant respectivement l'amplitude et la phase du gain du canal de transmission et τ le temps de propagation. Si la fréquence porteuse n'est pas connue exactement, le terme de phase φ évolue lentement au cours du temps ; ce terme est annulé ou compensé dans le cas d'une démodulation cohérente. Le signal de sortie $s(t)$ du filtre adapté est de la forme :

$$s(t) = A \cdot \exp(j\varphi) \cdot \sum_k a(k) \cdot \text{Rh}(t - \tau - kT_s)$$

où $\text{Rh}(t)$ désigne la fonction d'autocorrélation temporelle de $h(t)$. On choisit en général la fonction $h(t)$ de façon que son autocorrélation $\text{Rh}(t)$ vérifie la condition, dite de Nyquist :

$$\text{Rh}(nT_s) = 0$$

pour tout nombre entier n différent de zéro, et prenne des valeurs faibles dès que la variable t prend des valeurs supérieures à quelques périodes symbole T_s . Dans ces conditions, la valeur de $s(t)$ à l'instant $\tau + nT_s$ est :

$$s(\tau + nT_s) = A \cdot \exp(j\varphi) \cdot a(n) \cdot \text{Rh}(0)$$

et sa valeur à un instant $\theta + \tau + nT_s$, où la quantité θ est petite devant T_s , est approximativement :

$$s(\theta + \tau + nT_s) \approx A \cdot \exp(j\varphi) \cdot a(n) \cdot \text{Rh}(\theta)$$

[0019] Le carré du module de la quantité $s(\theta + \tau + nT_s)$ est :

$$|s(\theta + \tau + nT_s)|^2 \approx A^2 \cdot |a(n)|^2 \cdot |\text{Rh}(\theta)|^2$$

[0020] Si l'on s'intéresse au cas d'une modulation numérique par déplacement de phase, la valeur de $|a(n)|^2$ est alors indépendante du symbole transmis et la quantité $|s(\theta + \tau + nT_s)|^2$ est approximativement proportionnelle à $|\text{Rh}(\theta)|^2$. La fonction d'autocorrélation $\text{Rh}(t)$ prend sa valeur maximale en $t=0$. Si la fonction $h(t)$ est judicieusement choisie,

la fonction d'autocorrélation $R_h(t)$ présente un pic principal étroit au voisinage de $t=0$ et éventuellement des maxima secondaires très atténués lorsque la valeur de t augmente. L'observation de la position des maxima successifs de $|s(t)|^2$ permet donc de localiser les instants $\tau+nT_s$ et ainsi de récupérer le rythme. Dans ce qui suit, la quantité $|s(t)|^2$ sera appelée puissance du signal après filtrage adapté.

5 [0021] Dans le cas d'une transmission multitrajet, il n'y a pas de temps de propagation unique et, sur l'évolution de la puissance $|s(t)|^2$ au cours du temps, on observe des paquets de pics successifs situés au voisinage de la position moyenne de chaque symbole $a(k)$. Chaque pic de corrélation correspond à un trajet de propagation particulier et chaque paquet de pics occupe un intervalle de temps qui correspond à la différence entre le temps de propagation le plus long et le temps le plus court. On appelle "fenêtre de trajets" un tel intervalle de temps. Le procédé de synchro-

10 nisation proposé par l'invention consiste à placer une fenêtre sur les paquets de pics de corrélation. Le centre de la fenêtre définit alors un temps de propagation τ moyen et la position des différents trajets est repérée par rapport à ce temps.

[0022] Le signal reçu en bande de base $r(t)$ délivré par le récepteur radio a subi un filtrage passe-bas. Son spectre de fréquence est donc limité supérieurement. Il en est de même de la fonction de mise en forme $h(t)$. Par suite, le

15 signal $s(t)$ est lui aussi limité en fréquence. Du point de vue mathématique, si F_{\max} désigne la plus grande fréquence contenue dans les spectres des fonctions $r(t)$, $h(t)$ et $s(t)$, ces fonctions sont représentées de façon exacte par leurs échantillons $r(mT_e)$, $h(mT_e)$, $s(mT_e)$ pris à des instants mT_e régulièrement espacés d'une quantité T_e , appelée période d'échantillonnage, sous réserve que cette quantité vérifie la condition, dite de Shannon :

20
$$T_e < \frac{1}{2.F_{\max}}$$

[0023] Par commodité, on peut choisir ici comme période d'échantillonnage T_e un sous-multiple de la période symbole T_s :

25
$$T_e = \frac{T_s}{M}$$

où M est un entier supérieur à 1 et compatible avec la condition de Shannon. Il n'est pas indispensable de choisir T_e sous-multiple de T_s , mais il est indispensable que le choix de M soit compatible avec la condition de Shannon. Les échantillons de $s(t)$ s'expriment à l'aide des échantillons de $r(t)$ et $h(t)$:

35
$$s(mT_e) = T_e \sum_i h^*(iT_e) \cdot r[(i+m)T_e]$$

[0024] Par commodité, on travaille avec la quantité :

40
$$y(m) = s(mT_e)/T_e$$

puisque le facteur T_e ne joue aucun rôle. Du point de vue pratique, la fonction $h(t)$ prend des valeurs faibles à partir d'une certaine valeur de t et on peut limiter la sommation sur i à un intervalle compris entre deux entiers relatifs i_1 et i_2 choisis a priori selon la décroissance de $h(t)$:

50
$$y(m) = \sum_{i=i_1}^{i_2} h^*(iT_e) \cdot r[(i+m)T_e]$$

[0025] Les échantillons successifs $y(m_0)$, $y(m_0+1)$..., $y(m_0+Ne-1)$, où m_0 est un rang particulier et Ne un entier positif donné, sont situés dans une fenêtre d'instant initial m_0T_e et de largeur NeT_e . L'entier Ne est bien entendu choisi en fonction de la dispersion des trajets. Une période symbole T_s contenant M périodes d'échantillonnage T_e , on peut représenter le rang d'échantillonnage m sous la forme :

$$m=M.p+q$$

où p et q sont des entiers relatifs. Pour un entier q_0 donné, lorsque q prend les valeurs de q_0 à q_0+Ne-1 et que p prend toutes les valeurs entières possibles, on obtient une fenêtre de largeur $NeTe$ qui se reproduit avec la période Ts .

[0026] Le procédé de synchronisation de l'invention repose, d'une part, sur le calcul de la puissance totale dans la fenêtre :

$$\sum_{m=m_0}^{m_0+Ne-1} |y(m)|^2$$

et, d'autre part, sur la répartition des puissances $|y(m)|^2$ à l'intérieur de la fenêtre.

[0027] La synchronisation comporte deux modes : un mode d'acquisition et un mode de poursuite. En mode d'acquisition, les M positions possibles, pour $q=0$ à $M-1$, de la fenêtre périodique $[Mp+q; Mp+q+Ne-1]$ sont successivement examinées et la puissance totale, notée $P(p,q)$ dans chaque fenêtre, est calculée :

$$P(p,q) = \sum_{i=0}^{Ne-1} |y(Mp+q+i)|^2$$

[0028] Cette puissance est plus élevée lorsqu'il y a des trajets dans la fenêtre que lorsqu'il n'y en a pas. Au moment où la puissance totale prend sa valeur maximale, le rang q a une certaine valeur q_0 et la fenêtre est approximativement calée sur le paquet des trajets.

[0029] On passe alors en mode de poursuite. A chaque rang i à l'intérieur de la fenêtre est associé un poids $c(i)$ en fonction de sa position par rapport au centre de la fenêtre. Ce poids est une fonction monotone (au sens large) du rang i. La somme des puissances pondérées :

$$\sum_{i=0}^{Ne-1} c(i) \cdot |y(Mp+q_0+i)|^2$$

indique où se situe la puissance moyenne du paquet des trajets par rapport au centre de la fenêtre et peut être utilisée pour corriger l'instant d'échantillonnage et ainsi asservir la position de la fenêtre sur le paquet.

[0030] De façon précise, la présente invention a donc pour objet un procédé de synchronisation de rythme d'un signal numérique, dans lequel on échantillonne avec une certaine période d'échantillonnage un signal analogique provenant de la transmission d'un signal modulé à l'aide d'une fonction de mise en forme, on effectue un filtrage adapté des échantillons, ce filtrage étant adapté à la fonction de mise en forme utilisée par la modulation et conduisant à des échantillons de corrélation, ce procédé étant caractérisé en ce que :

- on calcule la puissance élémentaire de chaque échantillon de corrélation,
- on définit une fenêtre glissante de largeur Ne fois la période d'échantillonnage, soit $NeTe$, et commençant à un certain rang,
- pour chaque fenêtre glissante, on calcule la somme des puissances élémentaires des échantillons de corrélation situés dans cette fenêtre pour un symbole ou pour un nombre déterminé de symboles,
- on détermine la fenêtre pour laquelle la somme des puissances est maximale,
- la synchronisation est alors définie par la position de la fenêtre synchronisée sur la fenêtre dont la somme des puissances est maximale, et par le rang de chaque échantillon de corrélation à l'intérieur de cette fenêtre.

[0031] De préférence, on met en oeuvre deux types d'opérations et on procède en deux modes :

- a) dans un premier type d'opérations, dites opérations d'exploration, on examine successivement toutes les po-

sitions possibles de la fenêtre glissante (cycle dit d'exploration), et pour chaque position, on calcule la puissance globale (Pa) des échantillons de corrélation (y(m)) contenus dans la fenêtre glissante, on identifie la fenêtre pour laquelle la puissance globale est la plus grande depuis le début du cycle jusqu'à la position actuelle, et on mémorise la valeur de cette puissance la plus grande (Pam),

5 b) dans un second type d'opérations, dites opérations de poursuite, on prend en compte seulement les échantillons de corrélation (z(m)) dont le rang tombe dans une fenêtre dite fenêtre de poursuite, on calcule d'une part la puissance globale (Pb) de ces échantillons, d'autre part un signal (d) permettant d'asservir le centre de cette fenêtre sur la position moyenne des puissances élémentaires qu'elle contient,

10 c) dans un premier mode de fonctionnement, dit mode d'acquisition,

- d'une part, à chaque fois que dans une fenêtre glissante apparaît une puissance globale (Pa) plus élevée que la dernière puissance (Pam) mémorisée depuis le début du cycle d'exploration jusqu'à la position actuelle, on affecte à la fenêtre de poursuite la position actuelle de la fenêtre glissante et on lance un processus de vérification,

15 - d'autre part, lorsque le cycle d'exploration se termine, on passe dans un mode dit de poursuite,

d) dans un second mode de fonctionnement, dit mode de poursuite,

20 - d'une part, le mécanisme de transfert de la position de la fenêtre glissante à la fenêtre de poursuite est inhibé, - d'autre part, lorsque la vérification permanente échoue, on retourne en mode d'acquisition.

Brève description des dessins

[0032]

25 - la figure 1, déjà décrite, illustre le principe d'une chaîne de transmission numérique ;
 - la figure 2 est un schéma de la détection et de la synchronisation mises en oeuvre selon l'invention ;
 - la figure 3 est un schéma fonctionnel du séquençement ;
 - la figure 4 montre divers chronogrammes illustrant l'échantillonnage, les fenêtres glissantes, les puissances dans les fenêtres et les rangs de poursuite et de mise en forme ;
 30 - la figure 5 illustre la distribution des puissances en exploration et en poursuite ;
 - la figure 6 illustre un mode particulier de mise en oeuvre de désétalement par une méthode des registres à décalage ;
 - la figure 7 illustre un autre mode de mise en oeuvre du désétalement par une méthode d'accumulation ;
 35 - la figure 8 montre l'opération de filtrage adapté et de synchronisation dans le cas particulier d'une transmission AMRC-MDP2.

Description détaillée de modes particuliers de mise en oeuvre

40 [0033] Avant de décrire certains modes particuliers de mise en oeuvre du procédé, il n'est pas inutile de définir les différentes phases du procédé :

Opérations d'exploration

45 [0034] Il s'agit du déplacement de la fenêtre glissante, des calculs de puissance dans cette fenêtre, de la recherche de la position fournissant la puissance maximale.

Opérations de poursuite

50 [0035] Il s'agit des calculs de puissances dans la fenêtre de poursuite (même si la synchronisation n'a pas encore été obtenue), du calcul du signal d'écart de position de cette fenêtre, de l'asservissement du rythme d'échantillonnage par ce signal d'écart.

Mode d'acquisition

55 [0036] Dans ce mode, au cours d'un cycle d'exploration, à chaque fois qu'une puissance dans la fenêtre glissante est supérieure à la plus grande puissance enregistrée depuis le début du cycle, la position de la fenêtre glissante est communiquée à la fenêtre de poursuite. La synchronisation est en général obtenue avant la fin du cycle d'exploration,

mais on n'est sûr d'être passé par la position de puissance maximale qu'en arrivant à la fin du cycle. On passe alors en mode de poursuite. Mode de poursuite

[0037] Dans ce mode, la fenêtre de poursuite est réputée synchronisée. On interdit donc toute action du dispositif d'exploration sur la position de la fenêtre de poursuite. C'est le processus de vérification permanente qui permet de

Vérification

[0038] En mode d'acquisition, le transfert de position de la fenêtre glissante à la fenêtre de poursuite déclenche un processus de vérification. Ce processus est relancé à chaque nouveau transfert. Il n'est pas interrompu par le passage du mode d'acquisition au mode de poursuite.

Synchronisation avec économie de matériel

[0039] Dans ce cas, on utilise un seul ensemble de filtrage adapté qui, en mode d'acquisition, effectue les opérations d'exploration, puis en mode de poursuite, effectue les opérations de poursuite. Il est alors nécessaire d'attendre la fin du cycle d'exploration pour transférer la position de la fenêtre glissante de puissance maximale à la fenêtre de poursuite.

[0040] La figure 2 illustre de manière générale les opérations de détection et de synchronisation. Il s'agit d'un schéma fonctionnel dont le découpage ne correspond pas nécessairement à un découpage matériel et où ne figurent que les éléments nécessaires à la compréhension de l'invention. Le dispositif de détection 50 est composé d'un dispositif d'échantillonnage 51, de deux ensembles de filtrage adapté 52 et 53, et d'un ensemble 54 de démodulation et de traitement des trajets de propagation. Le dispositif de synchronisation 70 est composé d'un générateur de rythme 71, d'un dispositif d'exploration 72, d'un dispositif de poursuite 73 et d'un système de séquençement 74.

[0041] Le générateur de rythme 71 délivre un signal périodique 71A, dit d'échantillonnage et noté He, de période Te. A partir du signal He et du signal reçu en bande de base r(t), le dispositif d'échantillonnage 51 élabore la suite 51A des échantillons r(mTe). L'échantillonnage réalisé est asynchrone vis-à-vis de la période symbole Ts en ce sens que la phase d'échantillonnage est a priori quelconque vis-à-vis du début d'une période et que l'égalité Ts=M.Te n'est vérifiée de façon stricte que lorsque la synchronisation a été acquise.

[0042] Sous la conduite de signaux 72A envoyés par le dispositif d'exploration 72, l'ensemble de filtrage adapté en exploration 52 réalise le calcul des échantillons y(m) conformément à la relation déjà mentionnée :

$$y(m) = \sum_{i=i_1}^{i_2} h^*(iTe) \cdot r[(i+m) \cdot Te]$$

Il s'agit d'un filtrage numérique transversal classique. Ce filtrage peut être obtenu par corrélation glissante : les échantillons r(mTe) transitent dans un registre à décalage au rythme He ; à chaque position i du registre est associé le coefficient fixe h*(iTe) qui sert au calcul du produit h*(iTe).r[(i+m).Te] ; à chaque période d'échantillonnage Te, un nouvel échantillon y(m) est délivré. De nombreuses variantes sont possibles. Par exemple, la suite des coefficients h*(iTe) défile devant l'échantillon courant r(mTe) ou bien les échantillons y(m), y(m+M), y(m+2M), ... correspondant à des symboles successifs sont calculés en parallèle.

[0043] A partir des échantillons y(m), le dispositif d'exploration 72 calcule la puissance contenue dans la fenêtre de largeur NeTe, c'est-à-dire depuis i=0 à i=Ne-1 :

$$P(p,q) = \sum_{i=0}^{Ne-1} |y(Mp+q+i)|^2$$

[0044] Le canal de transmission n'est pas parfait : il contient du bruit et les trajets multiples de propagation ne sont pas stables. Il sera donc souvent nécessaire de prendre une moyenne de la puissance P(p,q) sur plusieurs symboles, ce qui revient à calculer une puissance notée Pa(p,q) :

$$P_a(p, q) = \sum_{w=0}^{N_s-1} P(p+w, q)$$

où N_s est le nombre de symboles considérés.

[0045] Sous la conduite de signaux 73A envoyés par le dispositif de poursuite 73 et de signaux envoyés par l'ensemble de filtrage adapté en exploration 52, l'ensemble de filtrage adapté en poursuite 53 réalise le calcul d'une suite d'échantillons $z(m)$ selon la même relation que pour les échantillons $y(m)$:

$$z(m) = \sum_{i=i_1}^{i_2} h^*(iTe) \cdot r[(i+m)Te]$$

[0046] La différence vient de ce que les échantillons $y(m)$ sont calculés pour les M positions relatives possibles d'une fenêtre glissante, tandis que les échantillons $z(m)$ sont calculés seulement pour les N_e positions situées à l'intérieur de la fenêtre synchronisée.

[0047] A partir des échantillons $z(m)$, le dispositif de poursuite 73 calcule la puissance, notée P_u , contenue dans la fenêtre synchronisée et la puissance notée P_b sommée sur plusieurs symboles :

$$P_u(p, q) = \sum_{i=0}^{N_e-1} |z(Mp + q + i)|^2$$

$$P_b(p, q) = \sum_{w=0}^{N_s-1} P_u(p+w, q)$$

[0048] Comme ces calculs sont effectués à partir des échantillons $z(m)$ situés dans la fenêtre synchronisée, les valeurs obtenues pour P_u et P_b peuvent différer des valeurs obtenues pour P et P_a .

[0049] Le séquenceur 74 dirige les étapes de la synchronisation du dispositif de poursuite 73 à partir du dispositif d'exploration 72. La figure 3 illustre le processus de synchronisation, au moyen de deux diagrammes d'états : séquençement général 80 et séquençement de vérification 90. Dans ces diagrammes, les rectangles représentent des situations particulières du séquençement, les flèches indiquant le sens de l'évolution et le texte figurant sur les flèches rappelant les conditions d'évolution.

[0050] Le bloc 80 de séquençement général comprend un bloc 82 d'initialisation, un bloc 84 correspondant à un mode d'acquisition et un bloc 86 correspondant à un mode de poursuite.

[0051] Le bloc 90 de séquençement de vérification comprend un bloc 92 d'état de repos, un bloc 94 de vérification initiale et un bloc 96 de vérification permanente.

[0052] Après une phase d'initialisation (bloc 82) pour permettre aux différents circuits du dispositif de détection 50 et de synchronisation 70 de fonctionner correctement, le séquenceur se met en mode d'acquisition (bloc 84) et effectue un cycle d'exploration des M positions relatives de la suite des coefficients $h^*(iTe)$ et de la suite des échantillons $r(mT_e)$. A chaque fois qu'une nouvelle valeur de la puissance P_a est plus élevée que les précédentes, cette valeur est mémorisée et la position de la fenêtre glissante est transférée à la fenêtre du dispositif de poursuite. Ainsi, en fin de cycle d'exploration, la valeur maximale de la puissance P_a se trouve-t-elle mémorisée et le dispositif de poursuite se trouve calé sur la fenêtre de puissance maximale.

[0053] Compte tenu des imperfections du canal de transmission, il n'est pas exclu que la puissance P_a puisse prendre momentanément une valeur anormalement élevée et qu'une fausse acquisition soit obtenue. Dès qu'un transfert de position a été effectué de la fenêtre glissante d'exploration à la fenêtre de poursuite, la puissance P_b obtenue dans la fenêtre de poursuite est comparée à la puissance P_a obtenue dans la fenêtre d'exploration. Du point de vue pratique, on peut adopter la stratégie de vérification suivante en deux étapes appelées, respectivement "vérification initiale" et

"vérification permanente", illustrée par le bloc 90 de la figure 3. La vérification initiale (bloc 94) détermine si la synchronisation proposée par le dispositif d'exploration est vraisemblable. La vérification permanente a pour but de déceler une éventuelle désynchronisation. Pour la vérification initiale, on peut définir un seuil relatif de puissance, noté λ , nombre réel compris entre 0 et 1. Désignant par P_{am} la valeur de puissance P_a mémorisée au moment d'un transfert particulier de la position de la fenêtre, on désire comparer la puissance P_b obtenue en poursuite à la valeur $\lambda \cdot P_{am}$. La vérification initiale consiste à examiner parmi N_a valeurs successives de la puissance P_b si au moins N_b d'entre elles sont supérieures à la quantité $\lambda \cdot P_{am}$. Les nombres entiers N_a et N_b sont choisis en fonction des conditions de transmission. Ils sont pris assez petits pour que le temps de vérification soit court (par exemple $N_a=4$ et $N_b=2$). si l'examen donne satisfaction, on passe en vérification permanente (bloc 96). Celle-ci consiste à comparer la puissance P_b à une quantité $\mu \cdot P_o$, où P_o désigne la puissance P_b moyenne attendue dans l'état synchronisé, et μ désigne un seuil, proche de 1, choisi plus finement que le seuil λ . Mais la comparaison porte sur un grand nombre N_v de valeurs successives de P_b afin de réduire l'influence des fluctuations : on peut, par exemple, additionner les écarts $P_b - \mu \cdot P_o$ obtenus sur N_v fenêtres de poursuite consécutives et considérer la synchronisation comme satisfaisante si la somme est positive, puis recommencer l'opération avec les N_v valeurs suivantes et ainsi de suite. Il faut noter que la vérification initiale et la vérification permanente peuvent être effectuées sans interruption du processus d'exploration.

[0054] En mode d'acquisition (bloc 84), l'apparition d'une puissance P_a plus élevée que la dernière puissance P_{am} mémorisée interrompt tout processus de vérification éventuellement en cours et lance une nouvelle vérification initiale (bloc 94). En fin de cycle d'exploration, le séquenceur passe du mode d'acquisition 84 au mode de poursuite 86 et y reste aussi longtemps qu'un échec de vérification ne s'est pas manifesté et a remis à l'état de repos le séquençement de la vérification. Le séquençement général 80 reprend alors à partir de son état d'initialisation.

[0055] Lorsque le séquenceur est en mode de poursuite 86, l'ensemble de filtrage adapté en exploration 52 et le dispositif d'exploration 72 deviennent disponibles. De façon optionnelle, le dispositif d'exploration peut continuer à chercher quelle position de la fenêtre glissante d'exploration délivre la puissance maximale. Cette position peut alors être sauvegardée à la fin de chaque cycle d'exploration. En cas de perte de synchronisation, cette position sauvegardée peut être utilisée pour lancer une réacquisition rapide.

[0056] Etant donné que les ensembles de filtrage adapté en exploration et en poursuite effectuent le même type de calculs, on peut n'utiliser qu'un seul ensemble de filtrage adapté qui fonctionne d'abord en exploration puis en poursuite. Par rapport au séquençement précédent, il est seulement nécessaire d'attendre la fin du cycle d'exploration pour entreprendre la vérification, et le temps moyen d'acquisition est plus long. Toutefois, le volume des calculs effectués dans l'ensemble de filtrage en exploration est souvent d'un ordre de grandeur supérieur au volume correspondant des calculs de l'ensemble de filtrage en poursuite de sorte que la suppression d'un ensemble de filtrage n'apporte pas une économie matérielle significative.

[0057] La synchronisation, obtenue selon le séquençement qui vient d'être décrit, est maintenue en asservissant le générateur de rythme d'échantillonnage 71 (figure 2) sur l'écart de position de la fenêtre de poursuite par rapport à la position jugée idéale. Le signal d'écart, noté d , est obtenu à partir des échantillons $z(m)$ de sortie de l'ensemble de filtrage en poursuite 53 comme somme des puissances pondérées dans la fenêtre, conformément à ce qui a été évoqué plus haut :

$$d = \sum_{i=0}^{N_e-1} c(i) \cdot |z(M_p + q_0 + i)|^2$$

où q_0 et le rang transmis à l'ensemble de filtrage en poursuite 53 lors de l'acquisition.

[0058] Différents choix sont possibles pour les poids $c(i)$. On peut, par exemple, prendre $c(i)=1$ dans la moitié supérieure de la fenêtre et $c(i)=-1$ dans la moitié inférieure, ce qui revient à prendre comme signal d la différence des puissances dans chaque demi-fenêtre. On peut aussi choisir comme position idéale de la fenêtre le barycentre des puissances, c'est-à-dire choisir des poids $c(i)$ de la forme :

$$c(i) = i - \frac{N_e-1}{2}$$

où $\frac{N_e-1}{2}$ caractérise le centre de la fenêtre. Ce dernier choix conduira en général à une synchronisation plus stable que le précédent. Des choix intermédiaires, où le poids $c(i)$ croît, en valeur absolue, quand le rang i s'écarte du centre de la fenêtre, sont bien entendu possibles.

[0059] Le générateur de rythme 71 peut être asservi par exemple à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase du second ordre utilisant le signal d comme signal d'erreur.

[0060] A partir de la suite des échantillons $z(m)$ du filtrage adapté en poursuite et des indications 73B du rythme symbole H_s délivrées par le dispositif de poursuite (par exemple sous la forme premier rang d'échantillonnage de la fenêtre de poursuite), l'ensemble de démodulation et traitement des trajets 54 élabore la suite des symboles ou échantillons détectés 50A. Cet ensemble 54 effectuera en général une démodulation élémentaire sur chaque trajet de la

fenêtre et recombinera les résultats.
[0061] Par commodité, dans tout ce qui précède, la synchronisation a été décrite dans le cas où la fonction de mise en forme $h(t)$ ne dépend pas du rang k du symbole. Dans certains cas importants, la mise en forme dépend du rang k du symbole, mais non du symbole $a(k)$ lui-même. Si les fonctions de mise en forme successives sont convenablement choisies, il peut en résulter certains avantages : possibilité de faire face à des trajets multiples de propagation se dispersant sur une durée supérieure à la période symbole, de réduire ou d'uniformiser des effets de brouillage.

[0062] On envisage ici le cas d'une séquence de K fonctions de mise en forme successives, notées $h(k,t)$ pour $k=0$ à $K-1$, qui se répètent périodiquement tous les K symboles. La synchronisation consiste alors non seulement à localiser les échantillons dans une période symbole mais aussi les symboles reçus par rapport à la séquence des fonctions $h(k,t)$. Le signal de sortie $s(t)$ du filtre adapté doit alors être remplacé par K signaux $s(k,t)$. L'ensemble de filtrage adapté en exploration délivre K suites d'échantillons $y(k,m)$ pour $k=0$ à $K-1$:

$$y(k,m) = \sum_{i=i_1}^{i_2} h^*(k, iT_e) \cdot r[(i+m) \cdot T_e]$$

[0063] Les fonctions de mise en forme $h(k,t)$ sont supposées convenablement choisies pour que leurs fonctions d'intercorrélation prennent des valeurs faibles. Pour une valeur donnée de k , les produits $h^*(k, iT_e) \cdot r[(i+m) \cdot T_e]$ qui ont une contribution importante dans le calcul de $y(k,m)$ sont alors ceux qui correspondent au passage des symboles de rang $k+wK$, où w désigne un entier relatif quelconque. La puissance des échantillons $y(k,m)$ dans une fenêtre glissante est encore utilisable pour chercher la synchronisation.

[0064] Dès que le nombre K dépasse quelques unités, il devient difficile d'utiliser K filtres adaptés fonctionnant simultanément. On peut adopter alors la stratégie suivante. On suppose que le filtre adapté en exploration est composé d'un registre à décalage de longueur i_2-i_1-1 , dans lequel transistent les échantillons $r(mT_e)$, et d'un registre de longueur i_2-i_1+1 qui contient les coefficients $h^*(k, iT_e)$. A l'instant $(i_2+m_0) \cdot T_e$, où m_0 est un entier particulier, le registre à décalage contient les échantillons

$$r[(i_1+m_0) \cdot T_e], \quad r[(i_1+m_0+1) \cdot T_e], \quad \dots, \quad r[(i_2+m_0) \cdot T_e]$$

et le registre des coefficients est chargé avec les valeurs $h^*(k_0, iT_e)$ pour un entier k_0 particulier. Pendant une période symbole, le filtre adapté délivre les échantillons successifs $y(k_0, m_0)$, $y(k_0, m_0+1)$, ..., $y(k_0, m_0+w)$..., $y(k_0, m_0+M-1)$. On charge alors le registre des coefficients avec les coefficients $h^*(k_0+1, iT_e)$. Le filtre adapté délivre les échantillons $y(k_0+1, m_0+M)$, ..., $y(k_0+1, m_0+M+w)$, ..., $y(k_0+1, m_0+2M-1)$. Puis on poursuit l'opération avec les coefficients $h^*(k_0+2, iT_e)$ et ainsi de suite jusqu'au jeu de coefficients $h^*(k_0+N_s-1, iT_e)$ pour lequel le filtre adapté fournit les échantillons $y(k_0+N_s-1, m_0+N_s \cdot M-N_s)$, ..., $y(k_0+N_s-1, m_0+N_s \cdot M-N_s+w)$, ..., $y(k_0+N_s-1, m_0+N_s \cdot M-1)$. L'examen a ainsi porté sur N_s symboles consécutifs. Les N_s échantillons $y(k_0, m_0)$, $y(k_0+1, m_0+M)$, ..., $y(k_0+N_s-1, m_0+N_s \cdot M-N_s)$ correspondent à une position relative donnée de la séquence $r(mT_e)$ vis-à-vis des fonctions de mise en forme. Soit p_0 la désignation de cette position. Les N_s échantillons $y(k_0, m_0+w)$, $y(k_0+1, m_0+M+w)$, ..., $y(k_0+N_s-1, m_0+N_s \cdot M-N_s+w)$ correspondent à une position relative, décalée de w périodes d'échantillonnage par rapport à la position relative précédente. La désignation de cette position est p_0+w . La puissance correspondant à cette position est :

$$\sum_{i=0}^{N_s-1} |y(k_0+i, m_0+iM+w)|^2$$

[0065] On obtient ainsi les puissances correspondant aux M positions $p_0, p_0+1, \dots, p_0+M-1$. pour obtenir les M positions suivantes, il faut poursuivre l'opération de chargement du registre des coefficients, non pas avec les coefficients $h^*(k_0+N_s, iT_e)$, car on obtiendrait de nouveau les positions p_0 à p_0+M-1 , mais avec les coefficients $h^*(k_0+N_s-1, iT_e)$,

c'est-à-dire le jeu de coefficients utilisé pour l'examen du symbole précédent.

[0066] Dans ce qui vient d'être exposé, il va de soi, d'une part, que le rang k figurant dans $h(k,t)$ et $y(k,m)$ doit être évalué modulo K , d'autre part que les puissances élémentaires $|y(k,m)|^2$ doivent subir des mémorisations appropriées afin d'être utilisées au moment convenable dans les calculs.

5 **[0067]** L'examen des $K.M$ positions relatives possibles, tel qu'il vient d'être décrit, peut demander un temps assez long. Pour réduire ce temps, on peut utiliser N_s filtres associés de la façon suivante. Si on numérote de 0 à N_s-1 ces filtres, la position d'entrée du registre à décalage du filtre N_s-1 est connectée à l'échantillon $r(mTe)$ courant ; la $M^{ième}$ position du registre à décalage de chaque filtre (excepté le filtre 0) est connectée à la position d'entrée du registre à décalage du filtre précédent. Le registre des coefficients du filtre 0 est chargé avec les coefficients $h^*(k_0, iT_e)$, où k_0 est arbitraire (par exemple $k_0=0$), et chaque filtre est chargé avec les coefficients $h^*(k_0+w, iT_e)$ correspondant à son numéro w . A chaque période d'échantillonnage, les N_s sorties de ces filtres délivrent N_s échantillons correspondant à une même position relative de la séquence reçue $r(mTe)$ et de la séquence des fonctions de mise en forme. Au bout de $K.M$ périodes d'échantillonnages, toutes les positions relatives ont été examinées, sans qu'il ait été nécessaire de changer les coefficients.

15 **[0068]** Le filtre adapté en poursuite peut lui aussi être composé d'un registre à décalage dans lequel transitent les échantillons $r(mTe)$ et d'un registre qui contient les coefficients $h^*(k, iT_e)$. Lorsque le dispositif d'exploration transfère la position de la fenêtre au dispositif de poursuite, il lui communique le rang k de la fonction de mise en forme avec lequel le filtre adapté en poursuite doit commencer à travailler. Le registre des coefficients du filtre adapté en poursuite est chargé avec les coefficients $h^*(k, iT_e)$ correspondants. Puis, à chaque période symbole, le contenu du registre des coefficients est renouvelé avec la séquence de coefficients $h^*(k, iT_e)$ dont le rang k est incrémenté d'une unité (modulo K). Contrairement à l'ensemble de filtrage adapté en exploration, la complexité de l'ensemble de filtrage adapté en poursuite n'est pas affectée par le nombre K . Sa complexité ne dépend que de la largeur $N_e.T_e$ de la fenêtre de poursuite. Si le nombre d'échantillons N_e dans la fenêtre est au moins deux fois plus petit que le nombre d'échantillons M dans une période symbole, il est possible de réduire la longueur du registre à décalage du filtre adapté en poursuite et de calculer les échantillons $z(k,m)$ en plusieurs étapes. Par contre, si le nombre N_e est supérieur à M , il est nécessaire d'utiliser plusieurs filtres pour obtenir simultanément les échantillons correspondant à des symboles différents.

25 **[0069]** L'invention qui vient d'être décrite s'applique, en particulier, aux communications par étalement à séquence directe. Dans ce cas, les fonctions de mise en forme $h(k,t)$ sont de la forme :

30

$$h(k,t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha(k,n) \cdot g(t - nT_c)$$

35 **[0070]** Cette expression généralise l'expression de $h(t)$ donnée plus haut. La famille des chips $\alpha(k,n)$ est composée de K séquences successives ($k=0$ à $K-1$) de N chips $\alpha(k,n)$. Elle résulte souvent de la combinaison d'une séquence d'étalement proprement dite de N chips et d'une séquence, dite d'embrouillage, de $K.N$ chips. La façon de produire une telle séquence étalée embrouillée n'est pas envisagée ici et ne joue pas de rôle dans l'invention. On suppose seulement que la famille des $K.N$ chips possède des propriétés d'autocorrélation convenables. La fonction $g(t)$ de mise en forme du chip est supposée commune à tous les chips.

40 **[0071]** Comme indiqué plus haut, le filtrage adapté se décompose en un filtrage adapté à la forme du chip et un désétalement par la séquence de chips. Le filtrage adapté à la forme du chip est commun au filtrage en exploration et au filtrage adapté en poursuite. Il délivre aux instants mTe des échantillons $x(m)$:

45

$$x(m) = \sum_i g^*(iT_e) \cdot r[(i+m).Te]$$

50 **[0072]** La suite des échantillons $x(m)$ est donc obtenue par un filtrage numérique classique au rythme d'échantillonnage He . Pour réaliser commodément le désétalement par la séquence de chips, il est nécessaire de prendre la période d'échantillonnage sous-multiple de la période chip :

55

$$T_e = \frac{T_c}{N_c}$$

où N_c est un entier supérieur à 1. Le nombre d'échantillons M par symbole est alors : $M=N.N_c$.

[0073] A partir de la suite des échantillons $x(m)$, le désétalement délivre les séquences d'échantillons $y(k,m)$:

$$y(k, m) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^*(k, n) \cdot x(m + nN_c)$$

5

[0074] Cette expression est similaire à celle donnant $y(k, m)$ à partir des coefficients $h^*(iTe)$ et des échantillons $r(mTe)$, mais elle conduit à une réalisation matérielle plus simple que celle du cas général. Comme dans le cas général, les échantillons $y(k, m)$ peuvent être obtenus par corrélation glissante : les échantillons $x(m)$ transitent dans un registre à décalage au rythme He ; à chaque position nN_c , multiple de N_c , du registre est associé le chip $\alpha^*(k, n)$ qui sert au calcul du produit $\alpha^*(k, n) \cdot x(m + nN_c)$; à chaque période Te , un nouvel échantillon $y(k, m)$ est délivré. Il est à noter que la longueur du registre à décalage est $M = N \cdot N_c$ tandis que le nombre de produits est seulement N . Les chips $\alpha^*(k, n)$ doivent être renouvelés dans les mêmes conditions que les coefficients $h^*(k, iTe)$ du cas général. Les variantes possibles et les calculs de puissance sont similaires à ceux du cas général.

[0075] A partir de la même suite des échantillons $x(m)$ issus du filtrage adapté à la forme du chip, le désétalement en poursuite délivre la suite des échantillons :

20

$$z(k, m) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha^*(k, n) \cdot x(m + nN_c)$$

le rang k évoluant conformément aux indications fournies par le dispositif de poursuite lors de la phase d'acquisition. Comme dans le cas général, la complexité du désétalement en poursuite ne dépend que de la largeur Ne de la fenêtre.

[0076] Les figures 4 et 5 illustrent le procédé de l'invention dans des situations simplifiées. Elles correspondent au cas d'une transmission avec une fonction de mise en forme $h(k, t)$ qui dépend du rang k du symbole, comme il a été exprimé plus haut. Pour plus de simplicité, on a supposé qu'il n'y avait que deux trajets de propagation et que les calculs de puissances portent sur un seul symbole (les puissances $P(p, q)$ et $Pa(p, q)$ sont donc identiques). Pour cet exemple, on suppose un fonctionnement à huit échantillons par symbole ($M=8$) et une fenêtre de largeur 5 échantillons ($Ne=5$).

[0077] Sur la figure 4, la ligne (a) représente les puissances des échantillons, la ligne (b) les positions successives de la fenêtre glissante de largeur $NeTe$, la ligne (c) la puissance $P(p, q)$ dans chaque fenêtre, la ligne (d) le rang de poursuite m et la ligne (e) le rang de mise en forme.

[0078] La figure 4 montre comment s'effectue le passage d'informations de la fenêtre glissante d'exploration à la fenêtre de poursuite. Le corrélateur de désétalement en exploration utilise la séquence de chips de référence correspondant à un rang k_0 choisi arbitrairement, mais fixe tout au long de la transmission. La séquence des échantillons $r(mTe)$ défile dans le corrélateur ; toutes les positions relatives possibles de la séquence de référence et de la séquence reçue sont donc successivement examinées et on observe sur l'évolution de la puissance élémentaire $|y(k_0, m)|^2$ deux pics correspondant à la coïncidence avec les trajets de propagation. La puissance $P(p, q)$ obtenue par sommation des puissances $|y(k_0, m)|^2$ est constante et faible en dehors de la zone des trajets de propagation ; sa valeur augmente lorsqu'on prend en compte le premier trajet, passe par un palier, puis augmente de nouveau lorsqu'on prend en compte le deuxième trajet ; par la suite, elle décroît par palier lorsque la fenêtre glissante abandonne le premier trajet puis le second. A chaque fois que la puissance $P(p, q)$ augmente, un rang k de symbole et un rang m d'échantillon sont transmis au dispositif de poursuite (flèches dirigées vers le bas entre les lignes (c) et (d)). Le rang k n'est autre que k_0 , puisque c'est le rang de la séquence de référence utilisée en exploration pour lequel l'augmentation de puissance vient de se produire. Les échantillons étant numérotés de $m=0$ à $m=Ne-1$ dans la fenêtre de poursuite, le rang m transmis est égal à $Ne-1$ car on peut supposer en première approximation que la fenêtre se ferme peu après le passage de la puissance par un maximum. La prise en compte du premier pic de puissance déclenche une synchronisation qui n'est pas bonne ; le passage du second pic produit la synchronisation définitive. En dehors des transferts, le rang m de poursuite est incrémenté de 1, modulo M (ligne (d)) et le rang k est incrémenté à chaque fois que le rang m passe par la valeur 0 (ligne (e)).

[0079] Sur la figure 5, la ligne (a) représente la puissance des échantillons en exploration, la ligne (b) le rang k , la ligne (c) le rang m , la ligne (d) la place de la fenêtre de poursuite, la ligne (e) la puissance des échantillons en poursuite, la ligne (f) l'écart par rapport à la position souhaitée.

[0080] Après l'apparition des deux pics correspondant aux trajets de propagation (ligne (a)), la puissance $|y(k_0, m)|^2$ ne présente plus de pics importants dans les périodes symboles qui suivent, jusqu'à ce que la fonction de mise en forme utilisée à l'émission soit de nouveau celle qui correspond au rang k_0 . Par contre, la puissance $|z(k_0, m)|^2$ (ligne (e)) est obtenue à partir d'une séquence de référence dont le rang k évolue à chaque période symbole de la même

façon que le rang d'émission ; on observe donc les deux pics de corrélation à chaque période symbole. A partir de la distribution des puissances $|z(k_0, m)|^2$ dans la fenêtre, le dispositif de poursuite calcule une position idéale, par exemple le barycentre des puissances. L'écart entre cette position et le centre de la fenêtre est utilisé pour commander le générateur de rythme. Ainsi, l'écart représenté sur la figure 5 (ligne (f)) va ralentir le générateur de rythme afin que le centre de la fenêtre se déplace vers le barycentre des puissances.

[0081] Il faut observer que, dans la plupart des cas, les échantillons sont des grandeurs complexes avec une partie réelle et une partie imaginaire. Ainsi, la suite des échantillons $r(mTe)$ est composée de deux suites réelles $r_I(mTe)$ et $r_Q(mTe)$: $r(mTe) = r_I(mTe) + j.r_Q(mTe)$. La famille des coefficients $h^*(iTe)$ est composée de deux familles réelles $h_I(iTe)$ et $h_Q(iTe)$: $h^*(iTe) = h_I(iTe) - j.h_Q(iTe)$. Les parties réelle $y_I(m)$ et imaginaire $y_Q(m)$ de l'échantillon $y(m)$ sont alors données par les expressions :

$$y_I(m) = \sum_{i=i_1}^{i_2} \{h_I(iTe) \cdot r_I[(i+m) \cdot Te] + h_Q(iTe) \cdot r_Q[(i+m) \cdot Te]\}$$

$$y_Q(m) = \sum_{i=i_1}^{i_2} \{h_I(iTe) \cdot r_Q[(i+m) \cdot Te] - h_Q(iTe) \cdot r_I[(i+m) \cdot Te]\}$$

dans lesquelles les calculs portent sur des nombres réels. De même, la puissance de l'échantillon $y(m)$ est donnée par la somme des puissances des parties réelles et imaginaires :

$$[y(m)]^2 = [y_I(m)]^2 + [y_Q(m)]^2$$

[0082] Le développement des expressions faisant intervenir les parties réelle $\alpha_I(n)$ et imaginaire $\alpha_Q(n)$ du chip $\alpha(n)$, ou des parties réelle $z_I(m)$ et imaginaire $z_Q(m)$ de l'échantillon $z(m)$ est similaire et immédiat. Dans certains cas particuliers, l'un ou l'autre de ces éléments peut se réduire à une suite de valeurs réelles, les calculs étant alors simplifiés.

[0083] La réalisation des filtrages adaptés a été présentée sous la forme de registres à décalage dans lesquels transitent les échantillons et de registres de coefficients ou de chips. D'autres méthodes équivalentes sont possibles ; on peut en particulier utiliser des générateurs de coefficients $h^*(iTe)$ ou de chips $\alpha(n)$ qui délivrent le coefficient ou le chip correspondant à l'échantillon courant $r(mTe)$ ou $x(m)$ et obtenir l'échantillon $y(m)$ ou $z(m)$ par accumulation de produits du type $h^*(iTe) \cdot r[(i+m) \cdot Te]$ ou $\alpha^*(n) \cdot x(m+nNc)$.

[0084] A titre d'illustration de la description qui précède, on peut décrire le cas d'une transmission AMRC avec étalement à séquence directe et modulation par déplacement de phase à 2 états (MDP2). Les symboles $a(k)$ sont des symboles binaires prenant les valeurs +1 et -1. Les éléments binaires sont souvent notés 0 et 1, mais il s'agit ici des valeurs +1 et -1 qui sont respectivement associées à ces éléments binaires 0 et 1 en vue de la modulation. Chaque symbole $a(k)$ est étalé par une séquence de N chips $\alpha(k, n)$, pour $n=0$ à $N-1$, dépendant du rang k mais indépendante de la valeur du symbole $a(k)$. Chaque chip $\alpha(k, n)$ prend l'une des valeurs +1 ou -1. La famille de chips $\alpha(k, n)$ comporte K séquences successives de N chips, numérotées de $k=0$ à $k=K-1$. Elle est donc réutilisée pour tous les K symboles. La fonction $g(t)$ de mise en forme du chip est une fonction prenant des valeurs réelles. Elle est choisie de façon que la fréquence maximale contenue dans son spectre soit inférieure au rythme chip H_c , ce qui est usuellement le cas. Il suffit, par exemple, de prendre une fonction respectant la condition de Nyquist vis-à-vis du rythme chip et dont le spectre a la forme classique d'un "cosinus surélevé" de facteur d'arrondi inférieur à 1. Compte tenu de cette propriété, le signal reçu en bande de base $r(t)$ peut être échantillonné au rythme $2.H_c$, c'est-à-dire à raison de 2 échantillons par chip, sans perte d'information (sous réserve que le filtrage analogique précédent l'échantillonnage supprime les fréquences supérieures à H_c).

[0085] A partir de la suite des échantillons en bande de base $r(mTe)$, le filtrage adapté à la forme du chip élabore une suite d'échantillons $x(m)$ dont les parties réelle $x_I(m)$ et imaginaire $x_Q(m)$ sont données par des expressions simples portant sur des nombres réels :

$$x_I(m) = \sum_i g(iTe) \cdot r_I[(i+m) \cdot Te]$$

$$x_Q(m) = \sum_i g(iTe) \cdot r_Q[(i+m) \cdot Te]$$

[0086] Les parties réelle $y_I(k,m)$ et imaginaire $y_Q(k,m)$ de la séquence $y(k,m)$ délivrée par le dispositif de désétalement sont données par les expressions suivantes, portant sur des nombres réels :

$$y_I(k,m) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha(k,n) \cdot x_I(m+2n)$$

$$y_Q(k,m) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha(k,n) \cdot x_Q(m+2n)$$

[0087] Ainsi, il apparaît que, pour un rang d'échantillonnage m donné, le calcul de y_I et y_Q n'utilise qu'un échantillon sur deux de la suite $x(m)$. On tire des conclusions similaires pour la suite d'échantillons $z(m)$.

[0088] On en déduit le schéma du filtre adapté et de la synchronisation de la figure 8. Le signal reçu échantillonné 51A se compose de deux suites échantillons réels $r_I(mTe)$ et $r_Q(mTe)$ qui sont appliquées respectivement à deux filtres séparés 50I et 50Q de même fonction de transfert $g(-t)$ réalisant le filtrage adapté au chip. Ces filtres constituent une partie commune du filtrage adapté en exploration 52 et du filtrage adapté en poursuite 53. Les suites échantillons $x_I(m)$ et $x_Q(m)$ issus de ces filtres sont appliquées simultanément aux dispositifs de désétalement en exploration et en poursuite. Le désétalement en exploration est composé d'un générateur de chips 520 et de deux circuits de désétalement proprement dit 52I et 52Q opérant respectivement sur les suites d'échantillons $x_I(m)$ et $x_Q(m)$ pour délivrer les suites échantillons $y_I(m)$ et $y_Q(m)$. De la même façon, le désétalement en poursuite est composé d'un générateur de chips 530 et de deux circuits de désétalement 53I et 53Q opérant sur les suites $x_I(m)$ et $x_Q(m)$ pour délivrer les suites d'échantillons $z_I(m)$ et $z_Q(m)$. Le dispositif d'exploration 72 opère conformément aux indications générales données plus haut : il calcule les puissances élémentaires $[y_I(m)]^2 + [y_Q(m)]^2$, puis la puissance dans une fenêtre glissante et recherche la position relative de la séquence de chips par rapport aux échantillons reçus qui conduit à la puissance maximale dans la fenêtre. De même, le dispositif de poursuite 73 opère conformément au cas général : il calcule les puissances élémentaires $[z_I(m)]^2 + [z_Q(m)]^2$, la puissance dans la fenêtre de poursuite, le signal d'asservissement du générateur de rythme 71 ; il effectue les vérifications prescrites et délivre le rythme symbole régénéré Hs.

[0089] Le filtre adapté à la forme du chip (50I ou 50Q) est un filtre numérique classique. Il peut être réalisé, par exemple, au moyen d'un registre à décalage dans lequel transitent au rythme H_e les échantillons $r_I(mTe)$ ou $r_Q(mTe)$; à chaque position du registre est associé le coefficient $g(iTe)$ par lequel est multiplié l'échantillon courant de cette position ; la somme des produits obtenus constitue à un instant donné l'échantillon courant $x_I(m)$ ou $x_Q(m)$.

[0090] Le générateur de chips (520 ou 530) est par exemple composé d'une table dans laquelle sont rangés les chips successifs et d'un registre compteur contenant le rang courant du chip à utiliser. Ce compteur est incrémenté d'une unité toutes les deux périodes d'échantillonnage et le chip correspondant est délivré aux circuits de désétalement. Si la loi de formation de la séquence des $K.N$ chips est suffisamment simple, par exemple si la séquence de chips peut être déduite d'une portion quelconque de longueur donnée de la séquence, d'autres procédés de génération des chips sont possibles. De façon générale, le transfert de la position de la fenêtre glissante d'exploration à la fenêtre de poursuite consiste à transmettre le rang du compteur du générateur de chips en exploration 520 ou une portion de la séquence de chips correspondante, au moment où la puissance obtenue dans la fenêtre glissante passe par un maximum.

[0091] Le circuit de désétalement en exploration (52I ou 52Q) est, par exemple, composé d'un registre d'échantillons, d'un registre de chips, d'un registre de transit des chips et de dispositifs de sommation. Le registre d'échantillons est un registre à décalage dans lequel transitent au rythme H_e , les échantillons $x_I(m)$ ou $x_Q(m)$. Le registre de transit des chips est un registre à décalage dans lequel transitent, au rythme chip (c'est-à-dire ici à la moitié du rythme d'échantillonnage H_e), les chips provenant du générateur 520. Toutes les $2N$ périodes d'échantillonnage (ou toutes les $2N.N_s$ périodes, si on traite simultanément N_s symboles dans un registre d'échantillons contenant $2N.N_s$ échantillons), le contenu du registre de transit de chips est transféré dans le registre de chips. Le contenu du registre de chips reste immuable entre deux transferts. Une position sur deux du registre d'échantillons (on peut choisir aussi bien les positions de rang pair que les positions de rang impair) est associée à une position du registre de chips. Suivant la valeur +1

ou -1 des chips, le dispositif de sommation correspondant à un symbole prélève pour chaque chip l'échantillon associé courant ou son opposé et effectue la somme des valeurs prélevées ; le résultat constitue un échantillon $y_i(m)$ ou $y_Q(m)$. Conformément à ce qui a été indiqué plus haut, le générateur de chips 520 doit être convenablement réinitialisé à chaque fois que $2N.N_s$ positions relatives ont été examinées.

5 **[0092]** Le circuit de désétalement en exploration (52I ou 52Q) peut aussi être réalisé à l'aide d'un registre à décalage dans lequel transite, au rythme chip, les chips provenant du générateur 520. A chaque position de ce registre sont associés deux dispositifs accumulateurs. Un dispositif accumulateur effectue, au rythme chip, la sommation, pendant une période symbole, de l'échantillon courant $x_i(m)$ ou $x_Q(m)$ de rang pair ou de la valeur opposée à cet échantillon selon que le chip présent vaut +1 ou -1. Le second dispositif effectue la même opération sur les échantillons de rangs 10 impairs. Ainsi, si le registre à décalage comporte N positions, $2N$ échantillons sont successivement obtenus, correspondant à $2N$ positions relatives consécutives ; si le registre à décalage comporte $N.N_s$ positions, N_s échantillons sont simultanément obtenus correspondant à des positions relatives espacées de $2N$ et, au bout de $2N$ périodes d'échantillonnage, $2N.N_s$ positions relatives consécutives ont été examinées. De nombreuses variantes de réalisation sont possibles.

15 **[0093]** Le circuit de désétalement en poursuite (53I ou 53Q) peut être réalisé d'une façon similaire à celle du désétalement en exploration, mais son extension est très réduite. Par exemple, si le deuxième procédé de réalisation, évoqué plus haut pour le désétalement en exploration, est choisi, seuls sont nécessaires N_e dispositifs d'accumulation, où N_e est le nombre d'échantillons contenus dans la fenêtre.

20 **[0094]** Les figures 6 et 7 illustrent ces techniques de désétalement, soit par la méthode des registres à décalage (figure 6), soit par la méthode d'accumulation (figure 7). Ces figures se rapportent toujours au cas d'une transmission AMRC avec modulation MDP2, pour des signaux reçus échantillonnés à raison de deux échantillons par chip. Elles donnent une représentation de principe des circuits de désétalement utilisables (circuits repérés 52I et 52Q pour l'exploration, 53I et 53Q pour la poursuite). Seul le circuit de la voie I est représenté (celui de la voie Q est identique). Le générateur des chips de référence $\alpha(k,n)$ n'est pas représenté. Pour la simplicité du dessin, on se limite au cas où la 25 corrélation porte sur un seul symbole (c'est-à-dire sur $2N$ échantillons, N étant le facteur d'étalement) et où la largeur de la fenêtre est inférieure à la durée d'un symbole ($N_e < 2N$). Les signaux de commande sont obtenus à partir du rythme échantillon H_e au moyen d'un compteur modulo $2N$. L'état pair ou impair du compteur se reproduit au rythme chip, tandis qu'un rang particulier quelconque du compteur se reproduit au rythme symbole.

30 **[0095]** La figure 6 montre ainsi un compteur modulo $2N$ référencé 100 avec une entrée recevant le rythme d'échantillonnage H_e et deux sorties correspondant à un état pair (rythme chip) et à un état O (rythme symbole), un registre des échantillons 102 à $2N$ positions recevant un signal de décalage qui est H_e et comme entrée l'échantillon courant x_i , un registre de chips 104 recevant un signal de lecture qui est l'état 0 de sortie du compteur 100, un registre de transit 106 commandé par le signal "Etat pair" et les chips $\alpha(k,n)$ et des multiplieurs 110 multipliant les échantillons par les chips, les sorties de ces multiplieurs étant reliées à un sommateur 108, dont la sortie délivre le signal y_i .

35 **[0096]** La séquence des échantillons défile en permanence dans le registre des échantillons 102. La séquence des chips est introduite dans le registre de transit 106, selon des conditions qui dépendent de l'utilisation (exploration ou poursuite). Elle est transférée par blocs à chaque période symbole dans le registre des chips 104. La corrélation est effectuée toutes les deux positions du registre des échantillons.

40 **[0097]** A l'opposé, la figure 7 montre comment le désétalement peut être obtenu par accumulation des corrélations partielles de l'échantillon courant reçu x_i et d'une portion glissante de la séquence des chips $\alpha(k,n)$. Le circuit représenté comprend un compteur modulo $2N$ référencé 120 avec une entrée recevant le rythme d'échantillonnage H_e et trois sorties délivrant un signal "Etat pair", "Etat impair" et le "rang de comptage", un registre des chips 122 recevant comme signal de décalage le signal "Etat pair" et comme entrée les chips $\alpha(k,n)$, des multiplieurs 124 à deux entrées, l'une reliée à la sortie d'une cellule du registre 122 et l'autre à une ligne 125 recevant l'échantillon courant x_i , des ensembles 45 d'accumulation 130, 140, etc... comprenant une porte 131 (141) commandée par le signal "Etat pair" (Etat impair) et par la sortie du multiplieur 124, un circuit d'initialisation 132 (142) recevant le signal "Rang=0" (Rang=1), un additionneur-accumulateur 133 (143) relié à la porte 131 (141), la sortie de cet additionneur étant rebouclée sur le circuit d'initialisation 132 (142), un circuit de lecture 134 (144) commandé par le signal "Rang 0" (Rang 1) et délivrant les échantillons désétalés $y_i(k, 0)$, (respectivement $y_i(k, 1)$).

50

Revendications

- 55 1. Procédé de synchronisation de rythme d'un signal numérique, dans lequel on échantillonne avec une certaine période d'échantillonnage (T_e) un signal analogique ($r(t)$) provenant de la transmission d'un signal ($b(t)$) modulé à l'aide d'une fonction de mise en forme (20), on effectue un filtrage adapté (52, 53) des échantillons ($r(mT_e)$) ce filtrage étant adapté à la fonction de mise en forme utilisée par la modulation et conduisant à des échantillons de corrélation ($y(m)$ 52A, $z(m)$ 53A), ce procédé étant caractérisé en ce que :

- on calcule la puissance élémentaire de chaque échantillon de corrélation ($y(m)$),
 - on définit une fenêtre glissante de largeur N_e fois la période d'échantillonnage (T_e), soit $N_e T_e$, et commençant à un certain rang (m_0), cette fenêtre glissante balayant une plage déterminée d'instant d'échantillonnage,
 - pour chaque fenêtre glissante, on calcule la somme (P_a) des puissances élémentaires ($|y(m)|^2$) des échantillons de corrélation ($y(m)$) situés dans cette fenêtre pour un symbole ou pour un nombre déterminé de symboles,
 - on détermine la fenêtre pour laquelle la somme des puissances est maximale,
 - la synchronisation est alors définie par la position de la fenêtre dont la somme des puissances est maximale, et par le rang de chaque échantillon de corrélation à l'intérieur de cette fenêtre.
2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel on met en oeuvre deux types d'opérations et on procède en deux modes :
- a) dans un premier type d'opérations, dites opérations d'exploration, on examine successivement toutes les positions possibles de la fenêtre glissante (cycle dit d'exploration), et pour chaque position, on calcule la puissance globale (P_a) des échantillons de corrélation ($y(m)$) contenus dans la fenêtre glissante, on identifie la fenêtre pour laquelle la puissance globale est la plus grande depuis le début du cycle jusqu'à la position actuelle, et on mémorise la valeur de cette puissance la plus grande (P_{am}),
 - b) dans un second type d'opérations, dites opérations de poursuite, on prend en compte seulement les échantillons de corrélation ($z(m)$) dont le rang tombe dans une fenêtre dite fenêtre de poursuite, on calcule d'une part la puissance globale (P_b) de ces échantillons, d'autre part un signal (d) permettant d'asservir le centre de cette fenêtre sur la position moyenne des puissances élémentaires qu'elle contient,
 - c) dans un premier mode de fonctionnement, dit mode d'acquisition,
 - d'une part, à chaque fois que dans une fenêtre glissante apparaît une puissance globale (P_a) plus élevée que la dernière puissance (P_{am}) mémorisée depuis le début du cycle d'exploration jusqu'à la position actuelle, on affecte à la fenêtre de poursuite la position actuelle de la fenêtre glissante et on lance un processus de vérification,
 - d'autre part, lorsque le cycle d'exploration se termine, on passe dans un mode dit de poursuite,
 - d) dans un second mode de fonctionnement, dit mode de poursuite,
 - d'une part, le mécanisme de transfert de la position de la fenêtre glissante à la fenêtre de poursuite est inhibé,
 - d'autre part, lorsque la vérification permanente échoue, on retourne, en mode d'acquisition.
3. Procédé selon la revendication 2, dans lequel on choisit un seuil relatif de puissance λ compris entre 0 et 1, on calcule le produit (λP_{am}) de ce seuil par la puissance la plus grande mémorisée et on vérifie que la puissance globale (P_b) obtenue dans la fenêtre de poursuite est supérieure statistiquement à la valeur du produit (λP_{am}).
4. Procédé selon la revendication 3, dans lequel on effectue une première vérification, dite initiale, consistant à examiner si, parmi N_a valeurs successives de la puissance globale (P_b), au moins N_b d'entre elles sont supérieures au produit (λP_{am}) du seuil par la puissance la plus grande, les nombres N_a et N_b étant choisis de l'ordre de quelques unités, et si c'est le cas, on passe à une seconde vérification, dite permanente, consistant à comparer la puissance globale (P_b) à une quantité μP_o où μ est un seuil légèrement inférieur à 1 et où P_o désigne la puissance (P_b) moyenne attendue dans l'état synchronisé, la comparaison portant sur un grand nombre de valeurs successives de la puissance globale (P_b).
5. Procédé selon la revendication 4, dans lequel, en mode d'acquisition, l'apparition, dans une fenêtre glissante, d'une puissance globale (P_a) plus élevée que la dernière puissance mémorisée (P_{am}) relance une nouvelle vérification initiale.
6. Procédé selon la revendication 2, dans lequel les puissances globales (P_a , P_b) calculées dans les fenêtres glissantes et dans la fenêtre de poursuite résultent de la somme des puissances obtenues pour plusieurs symboles.
7. Procédé selon la revendication 2, dans lequel, on associe un poids ($c(i)$) à chaque rang (i) d'échantillon à l'intérieur de la fenêtre de poursuite, ce poids étant fonction de la position de ce rang par rapport au centre de la fenêtre, on détermine où se situe la position moyenne des puissances des échantillons pondérés par rapport au centre de la

fenêtre et l'on corrige les instants d'échantillonnage du signal analogique ($r(t)$) pour asservir le centre de la fenêtre sur cette position moyenne.

8. Procédé selon la revendication 7, dans lequel les poids $c(i)$ sont de la forme :

$$c(i) = i - (N_e - 1)/2$$

où la quantité $(N_e - 1)/2$ caractérise le centre de la fenêtre.

9. Procédé selon la revendication 7, dans lequel les poids ($c(i)$) sont pris égaux à +1 dans la moitié supérieure de la fenêtre et égaux à -1 dans la moitié inférieure de la fenêtre.

10. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, dans lequel la période (T_e) d'échantillonnage du signal analogique ($r(t)$) est une fraction (T_s/M) de la période des symboles (T_s).

11. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 10, dans lequel le signal analogique ($r(t)$) correspond à un signal du type à accès multiple à répartition par les codes (AMRC) correspondant à des séquences d'étalement formées de nombres ($\alpha(n)$) appelés chips, auxquels est appliquée une mise en forme, procédé dans lequel le filtrage adapté opéré sur le signal analogique ($r(t)$) comprend un premier filtrage adapté à la forme des chips et délivrant des premiers échantillons ($x(m)$) et un second filtrage adapté aux séquences d'étalement et appliqué aux premiers échantillons, ce second filtrage adapté délivrant des seconds échantillons ($y(m)$, $z(m)$) à partir desquels sont calculées les puissances élémentaires et globales situées respectivement dans les fenêtres glissantes et de poursuite.

12. Procédé selon la revendication 11, dans lequel l'échantillonnage du signal analogique s'effectue à une fréquence égale à k fois la fréquence (H_c) des chips formant les séquences d'étalement, le second filtrage adapté utilisant alors, à un instant donné, un échantillon sur k des premiers échantillons.

13. Procédé selon la revendication 12, dans lequel k est égal à 2, l'échantillonnage du signal analogique étant ainsi effectué à une fréquence double de la fréquence (H_c) des chips formant les séquences d'étalement, le second filtrage adapté utilisant, à un instant donné, un sur deux des échantillons.

14. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 13, dans lequel le signal analogique ($r(t)$) est un signal complexe avec une composante réelle et une composante imaginaire, et dans lequel chaque échantillon est lui aussi complexe avec une composante réelle et une composante imaginaire, le filtrage adapté opérant sur les composantes réelle et imaginaire, les puissances élémentaires et globales étant calculées en effectuant la somme des puissances des composantes réelles et imaginaires des échantillons.

FIG. 1

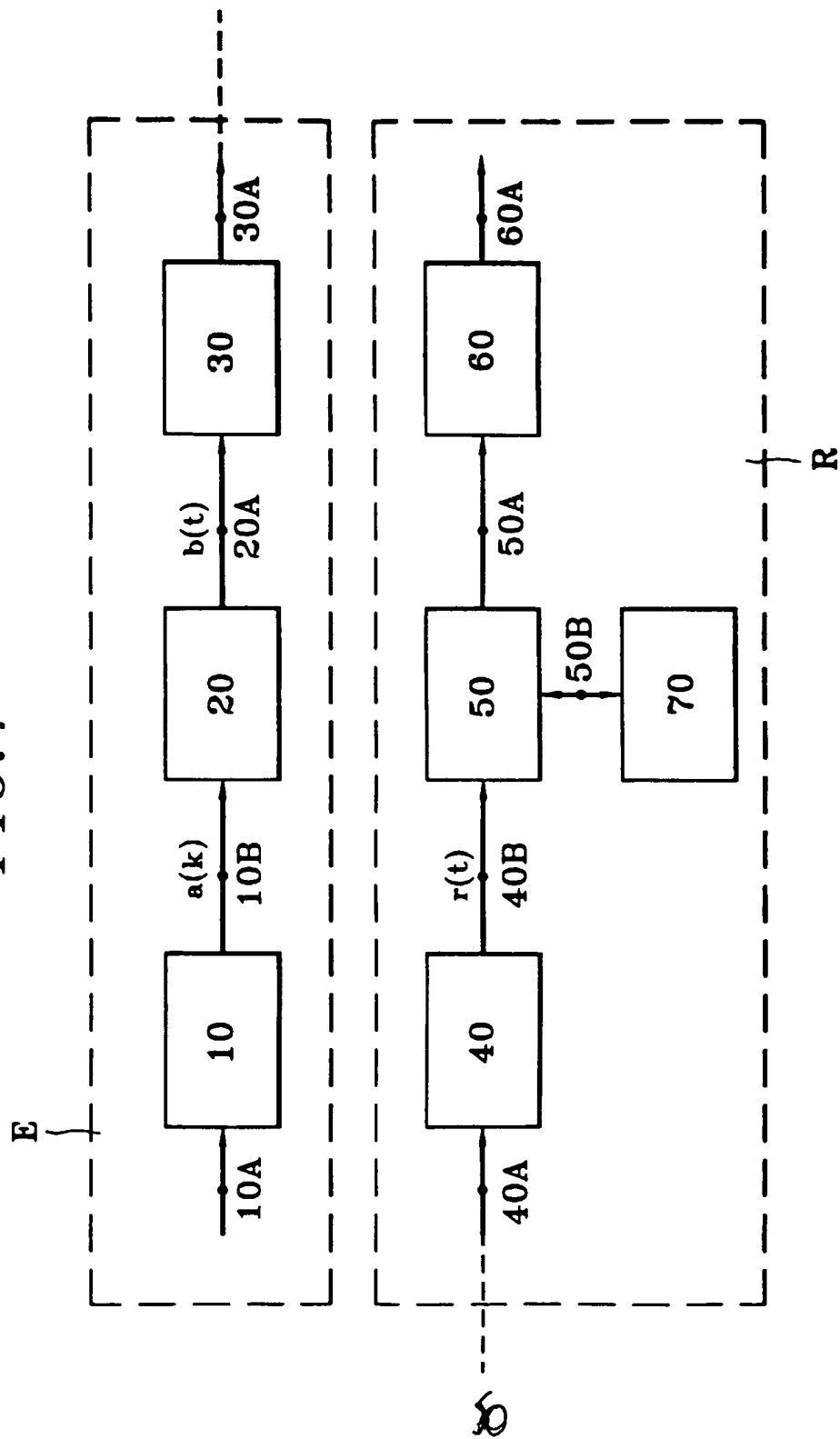


FIG. 2

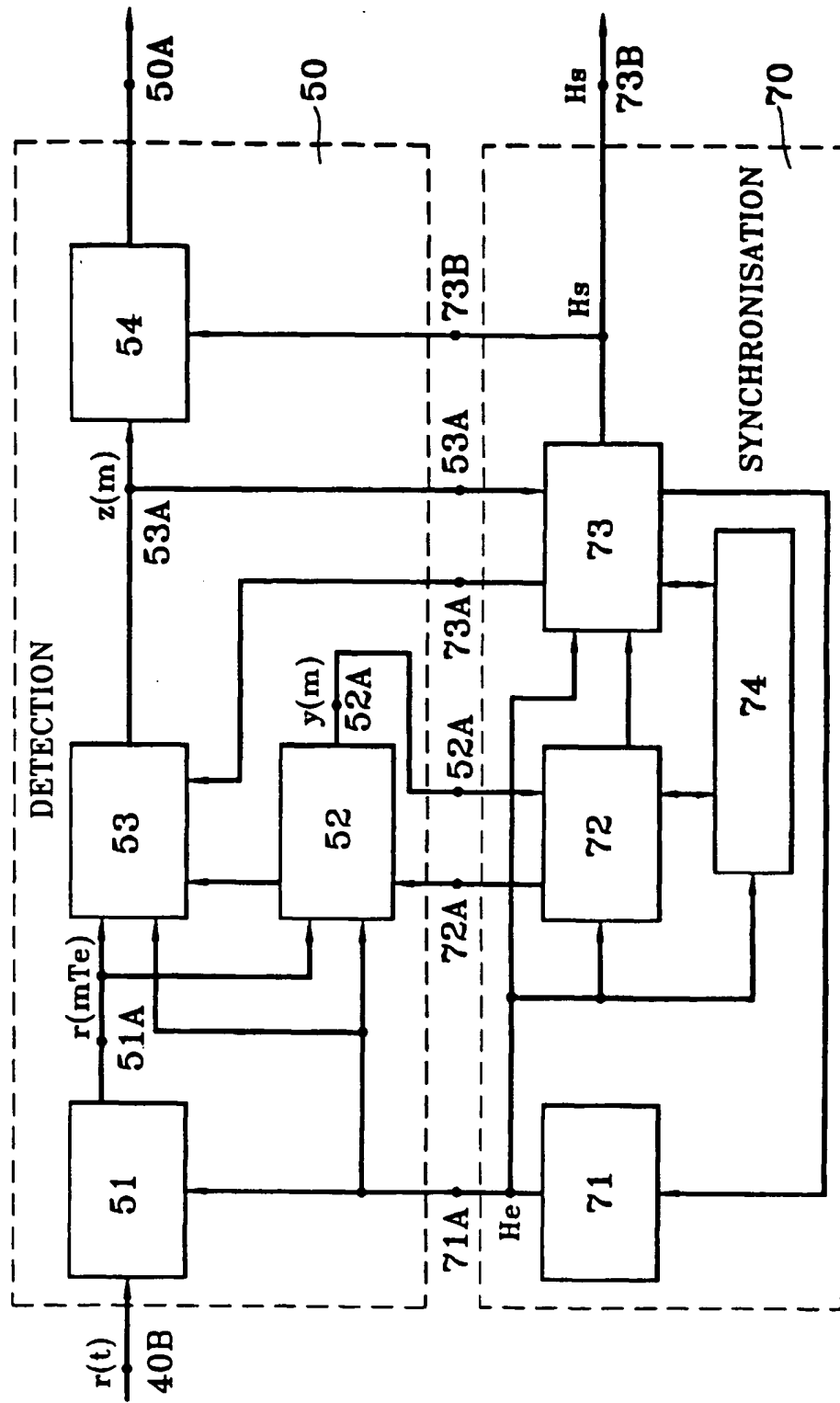
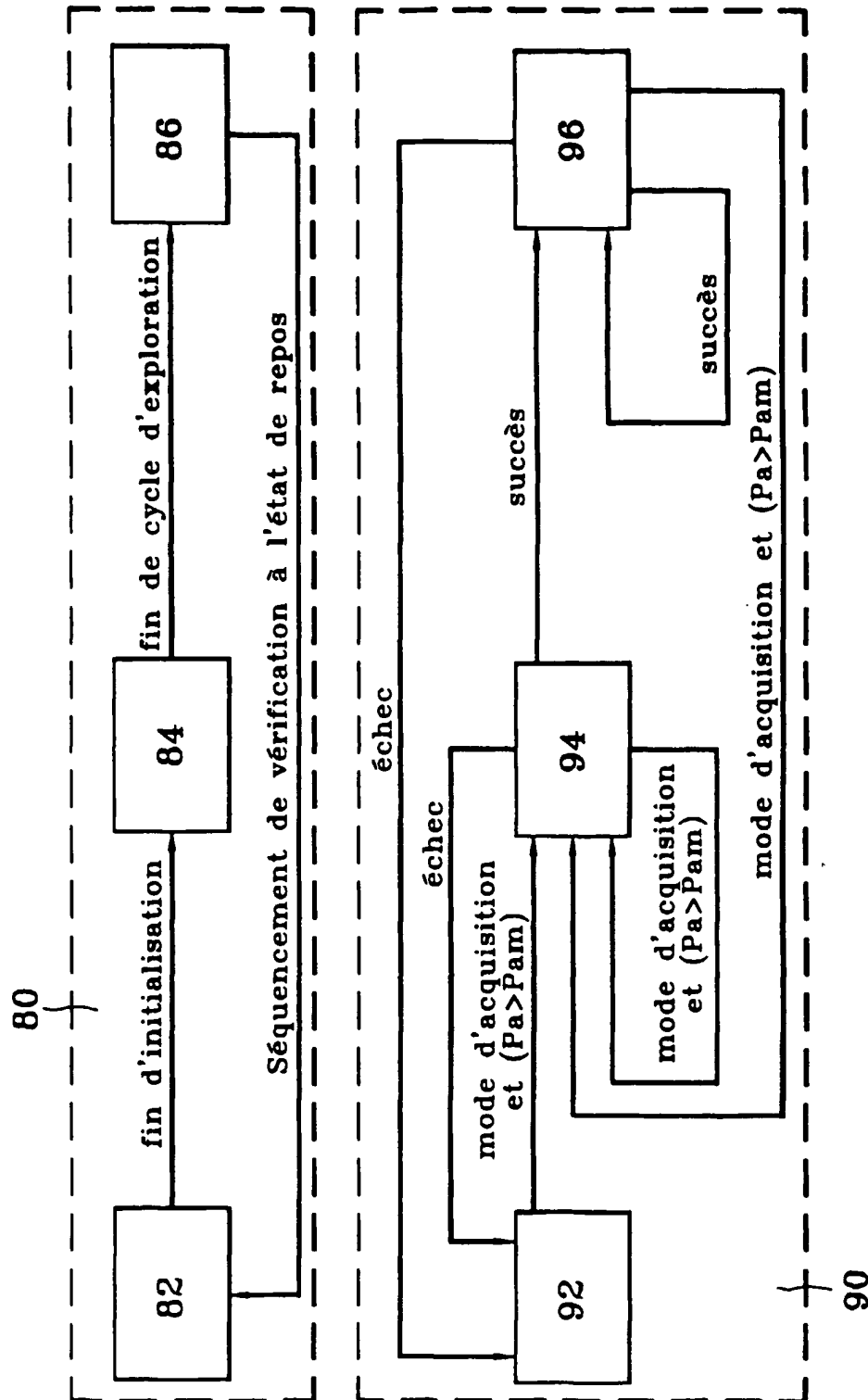


FIG. 3



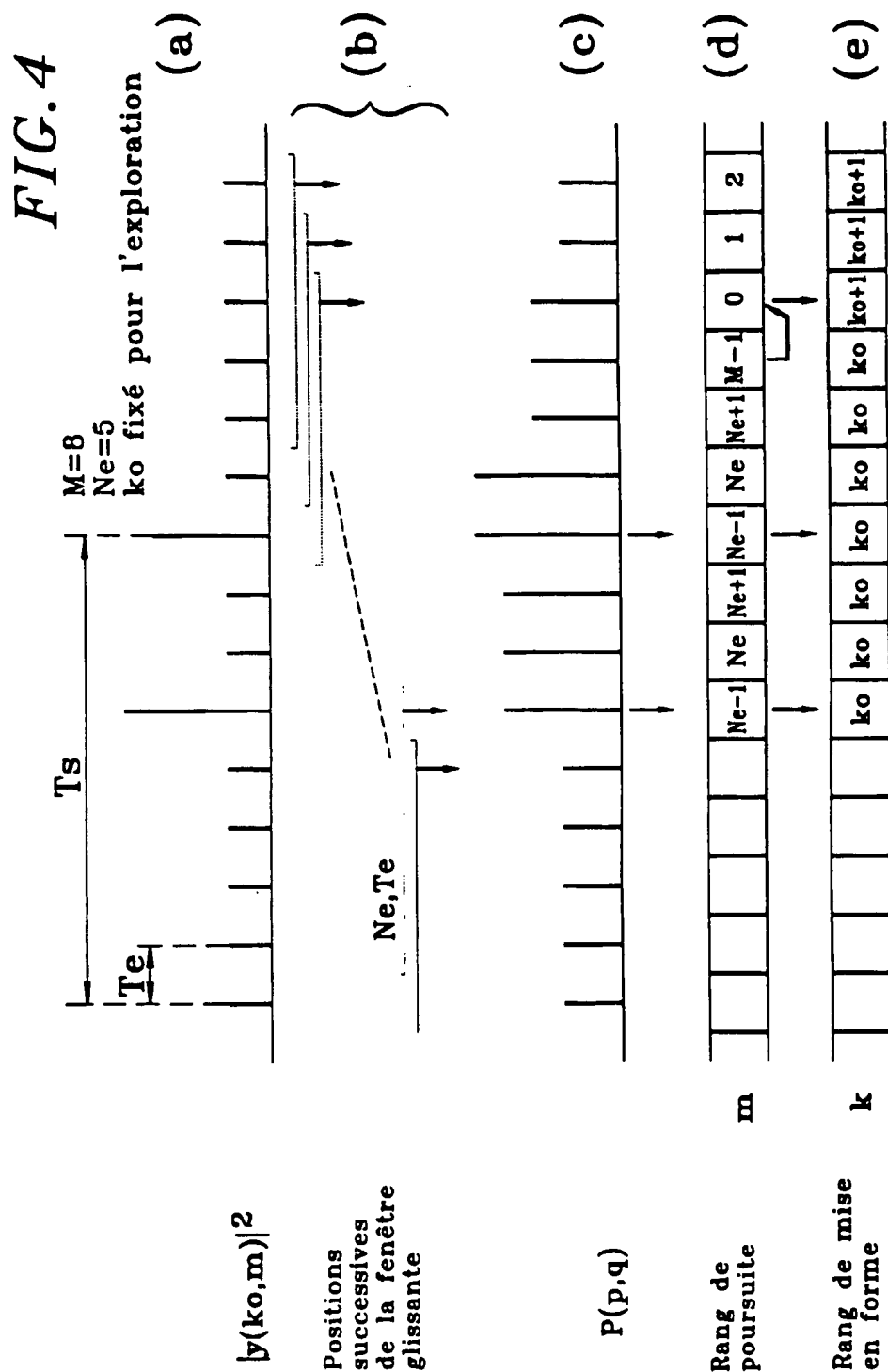


FIG.5

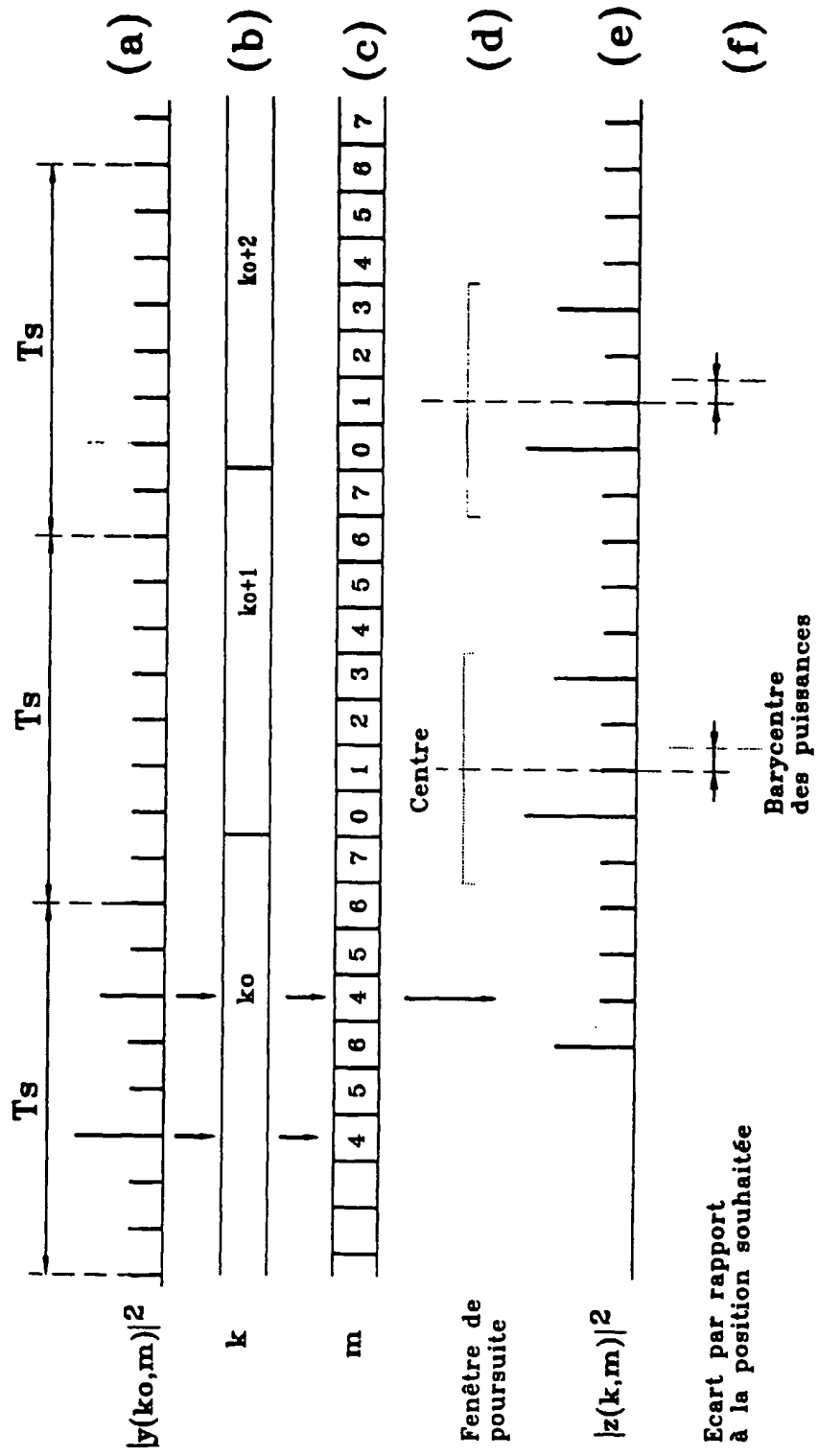


FIG. 6

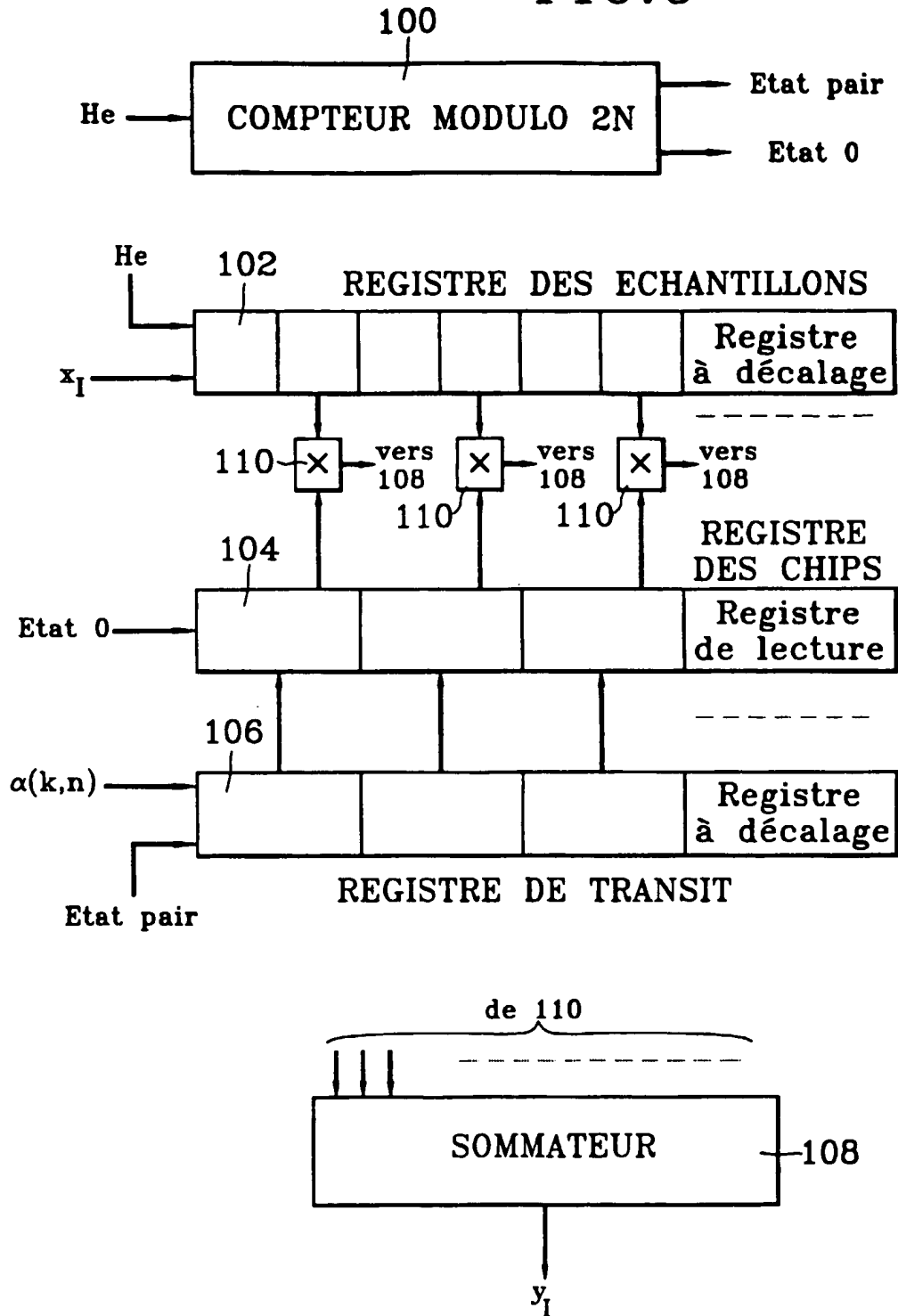


FIG. 7

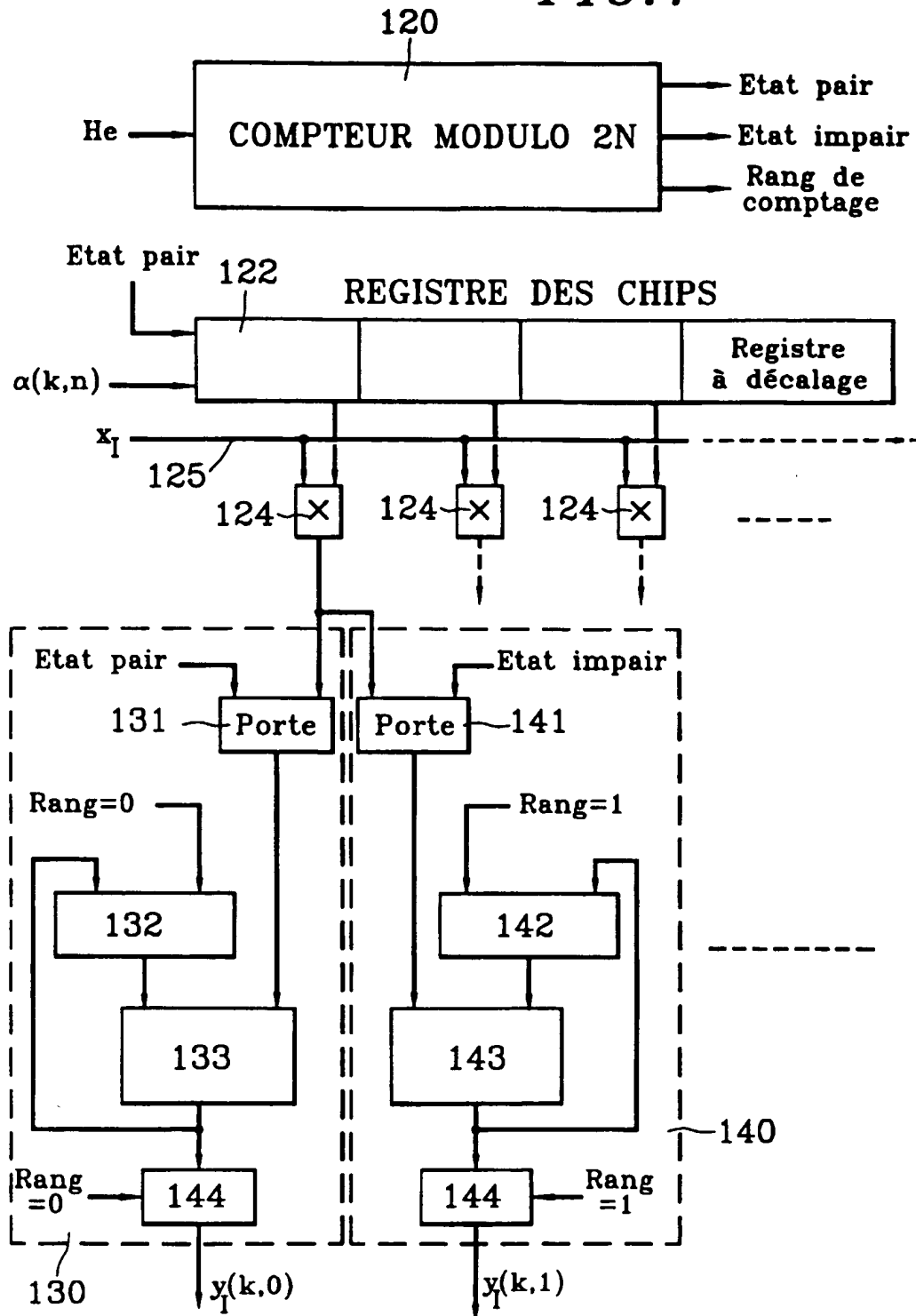
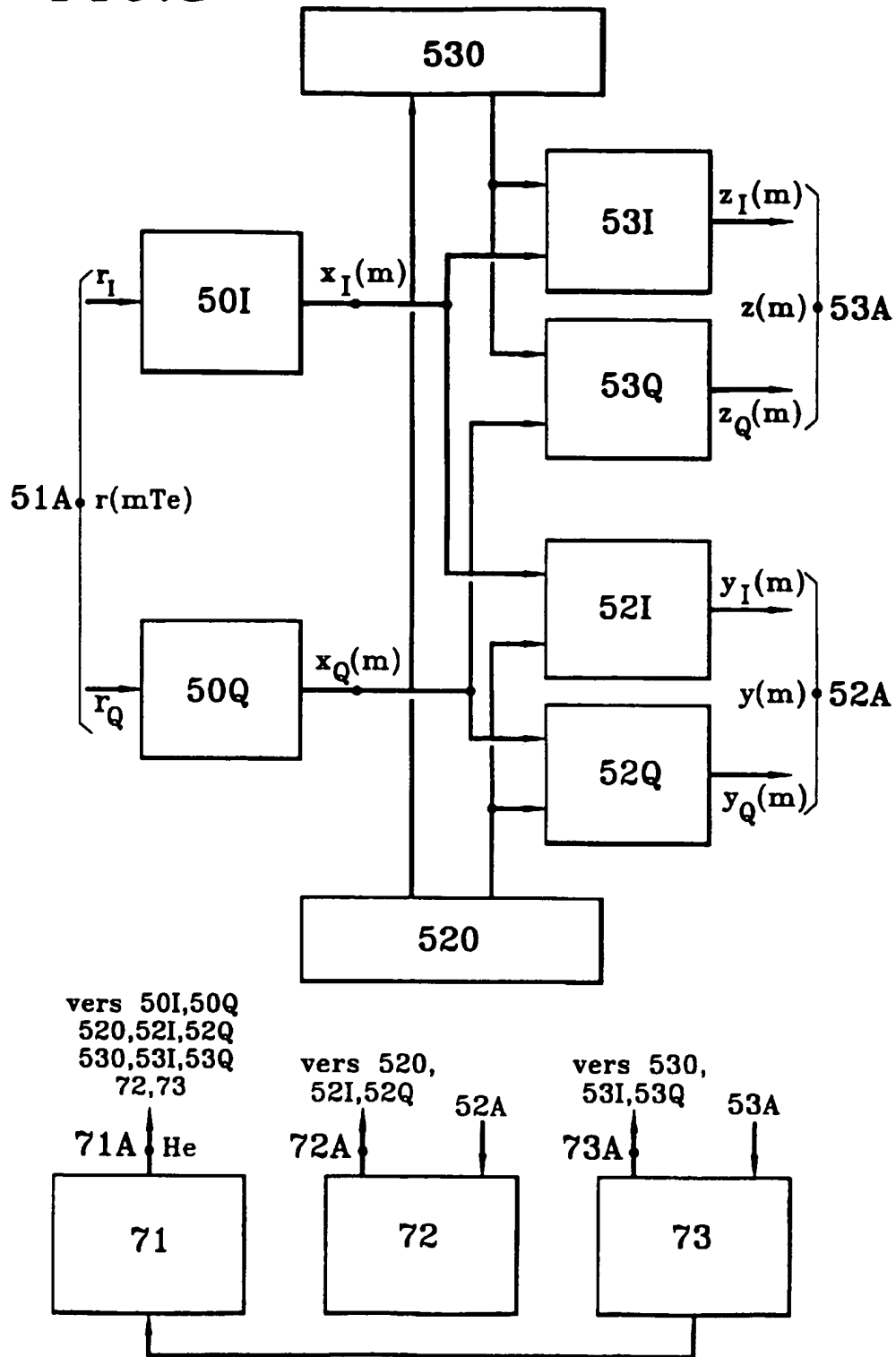


FIG. 8





Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande
EP 00 40 0798

| DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS | | | |
|--|--|---|--|
| Catégorie | Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes | Revendication concernée | CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int.Cl.7) |
| A | US 5 778 022 A (WALLEY JOHN S) 7 juillet 1998 (1998-07-07) * colonne 6, ligne 52 - ligne 64 * * colonne 8, ligne 7 - ligne 30 * * colonne 9, ligne 51 - colonne 10, ligne 46 * * colonne 11, ligne 5 - ligne 67 * * figures 3,4,8-10 * | 1-14 | H04B1/707 |
| A | EP 0 776 106 A (NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE) 28 mai 1997 (1997-05-28) * colonne 7, ligne 30 - colonne 9, ligne 2; figures 3,4 * | 1-5, 10-14 | |
| A | US 5 805 648 A (SUTTON TODD R) 8 septembre 1998 (1998-09-08) * colonne 4, ligne 12 - colonne 8, ligne 10 * * figures 1-5 * | 1-5, 10-14 | |
| A | US 5 737 361 A (KIM JE-WOO ET AL) 7 avril 1998 (1998-04-07) * colonne 5, ligne 8 - ligne 47 * * colonne 6, ligne 36 - colonne 7, ligne 56 * * colonne 9, ligne 64 - colonne 10, ligne 53 * * colonne 11, ligne 58 - ligne 65 * * colonne 12, ligne 11 - ligne 17 * | 1-5, 10-14 | DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.Cl.7) H04B H04L |
| A | DE 36 11 959 A (SIEMENS AG) 22 octobre 1987 (1987-10-22) * colonne 4, ligne 38 - colonne 5, ligne 27 * * colonne 5, ligne 51 - ligne 56; figures 1-4 * | 7-9 | |
| Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications | | | |
| Lieu de la recherche LA HAYE | | Date d'achèvement de la recherche 7 août 2000 | Examineur Pieper, T |
| CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire | | T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant | |

EPO FORM 1500 03.02 (p04c02)



Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

Numéro de la demande
EP 00 40 0798

| DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS | | | |
|---|---|---|---|
| Catégorie | Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes | Revendication concernée | CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int.Cl.7) |
| A | US 5 673 286 A (LOMP GARY R) 30 septembre 1997 (1997-09-30) * colonne 10, ligne 34 - ligne 40; figures 11,12 * ----- | 7-9 | |
| | | | DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.Cl.7) |
| | | | |
| Le présent rapport a été établi pour toutes les revendications | | | |
| Lieu de la recherche LA HAYE | | Date d'achèvement de la recherche 7 août 2000 | Examineur Pieper, T |
| CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : antérie-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet antérieur, mais publié à la date de dépôt ou après cette date D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant | | | |

EPO FORM 1503 03.82 (P040302)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET EUROPEEN NO.**

EP 00 40 0798

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche européenne visé ci-dessus.
Lesdits membres sont contenus au fichier Informatique de l'Office européen des brevets à la date du
Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets.

07-08-2000

| Document brevet cité au rapport de recherche | Date de publication | Membre(s) de la famille de brevet(s) | Date de publication |
|---|------------------------|---|--|
| US 5778022 A | 07-07-1998 | AUCUN | |
| EP 0776106 A | 28-05-1997 | JP 2905907 B US 5940433 A CA 2197341 A WO 9642147 A | 14-06-1999 17-08-1999 27-12-1996 27-12-1996 |
| US 5805648 A | 08-09-1998 | AUCUN | |
| US 5737361 A | 07-04-1998 | KR 9703966 B CN 1143863 A | 24-03-1997 26-02-1997 |
| DE 3611959 A | 22-10-1987 | AUCUN | |
| US 5673286 A | 30-09-1997 | US 5574747 A AU 4529796 A EP 0801856 A FI 972241 A IL 116444 A JP 10512113 T WO 9621295 A US 5563907 A US 5835527 A US 5920590 A US 5995538 A ZA 9510969 A | 12-11-1996 24-07-1996 22-10-1997 04-09-1997 17-08-1999 17-11-1998 11-07-1996 08-10-1996 10-11-1998 06-07-1999 30-11-1999 08-07-1996 |



EPO FORM P0460

Pour tout renseignement concernant cette annexe : voir Journal Officiel de l'Office européen des brevets, No.12/82






Method for clock synchronisation of a digital signal

Patent number: EP1041729
Publication date: 2000-10-04
Inventor: YUAN-WU JULIE (FR); DU REAU PHILIPPE (FR); DUPONTEIL DANIEL (FR)
Applicant: FRANCE TELECOM (FR)
Classification:
- international: H04B1/707
- european: H04B1/707A3A, H04B1/707A5
Application number: EP20000400798 20000323
Priority number(s): FR19990003820 19990326

Also published as:

 US6717996 (B1)
 FR2791495 (A1)

Cited documents:

 US5778022
 EP0776106
 US5805648
 US5737361
 DE3611959
more >>

Abstract of EP1041729

Synchronization involves an input analogue signal $r(t)$ being applied to an adaptive filter (52,53) of samples $r(mT_e)$. The adaptive filters provide correlation samples $y(m), z(m)$. The elementary power of each sample is calculated, and a sliding window defined a set size larger than the sample period. The window is swept across a field at an instant of time. For each window the elementary power of the correlation sample are calculated, and the maximum power window determined. This maximum determines the synchronization window position.

